



**Universidade de
Aveiro
2008**

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

**Ivo Manuel Lopes
Seabra Lourenço**

**Metodologia Analítica para Medir e Especificar o
Carbono: Controlo de Temperatura**



**Universidade de
Aveiro
2008**

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

**Ivo Manuel Lopes
Seabra Lourenço**

Metodologia Analítica para Medir e Especificar o Carbono: Controlo de Temperatura

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e de Telecomunicações (Mestrado Integrado), realizada sob a orientação científica do Dr António Ferreira Pereira de Melo, Professor catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri

Presidente

Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota

Professor associado da Universidade de Aveiro

Vogais

Doutor António Ferreira Pereira de Melo (Orientador)

Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Doutor Alberto Caridade Monteiro Couto

Professor Catedrático do Departamento de Engenharia Industrial da Universidade do Minho

Doutora Petia Georgevia Georgevia (Co-orientador)

Professora Auxiliar Convidada da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Este trabalho assinala assim o final de mais uma etapa da minha vida, mas isto não é fruto de uma pessoa isolada do resto . Existem (e sempre existirão) pessoas que sem a sua ajuda, contribuição e dedicação nada disto seria possível.

Cabe-me assim aqui expressar a minha profunda e séria gratidão a todos que, de algum modo, contribuíram para a realização deste trabalho.

Em primeiro lugar, como não podia deixar de ser, aos meus Pais por todo o apoio e sacrifício prestado ao longo destes anos e claro sem esquecer toda a restante família, a todos o meu obrigado.

Queria agradecer também ao meu orientador Professor Doutor António Ferreira de Melo pelo a sua ajuda e dedicação e pelo seu voto de confiança no meu trabalho, queria deixar aqui também aqui uma palavra de agradecimento ao Professor Doutor Casemiro Adrião Pio e ao meu colega de trabalho Mauro Fernando Pereira Almeida pelo seu apoio bastante importante para a realização deste trabalho.

Grato ao Departamento de Engenharia electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro pelas condições que dispus para a realização deste trabalho com uma palavra de agradecimento ao Professor Doutor Dinis Gomes de Magalhães dos Santos por me ter facultado o seu laboratório de trabalho .

Por ultimo, mas não menos importante, aos amigos que fiz ao longo destes anos pelo apoio e companheirismo prestado e continue assim por muitos anos pois sem vocês isto não seria possível.

A todos o meu sincero obrigado....

palavras-chave

Sistemas de controlo, Labview, PID, temperatura, controlo de processo, aquisição de dados, especiação de carbono.

resumo

A presente dissertação pretende expor o desenvolvimento de um algoritmo de controlo de temperatura implementado em ambiente de software Labview para um forno eléctrico de um equipamento de especiação de carbono, bem como alterações efectuadas neste equipamento, existente no departamento de Ambiente e Ordenamento(DAO) da Universidade de Aveiro, afim de criar uma única plataforma de controlo e monitorização de todo o processo, plataforma de gestão desenvolvida em ambiente de programação Labview.

keywords

Control systems, labview, PID, temperature, control process, data acquisition, carbon speciation.

abstract

This dissertation aims to explain the development of a temperature control algorithm implemented in Labview software program for an electric oven of a carbon speciation equipment, as well as changes in this equipment, existing at the Department of Environment (DAO) of University of Aveiro, in order to create a single platform to control and monitor the whole process, this management platform is developed in the programming environment Labview.

Índice

Índice de Figuras.....	iii
Índice de tabelas.....	iv
Acrónimos.....	v
1. Introdução.....	1
1.1. Objectivos e motivação.....	2
2. Noções básicas de teoria de sistemas de controlo [11].....	3
2.1. Introdução	3
2.2. Controlo em malha aberta	3
2.3. Controlo em malha fechada	4
2.4. Compensação de sistemas de controlo	6
2.4.1. Introdução	6
2.4.2. Tipos de controladores [14]	6
2.4.2.1. Controlador ON-OFF.....	6
2.4.2.2. Controlador Proporcional com saturação	8
2.4.2.3. Controladores PI.....	9
2.4.2.4. Controlador PID	10
2.4.2.5. Sintonia de controladores PID	11
2.4.2.5.1. 1º Método de Ziegler Nichols	11
2.4.2.5.2. 2º Método de Ziegler Nichols	12
2.4.3. Critérios de desempenho de um sistema de controlo [12].....	13
2.4.4. Sistemas em malha aberta de 1ª ordem [15].....	14
2.4.5. Erro em regime estacionário de sistemas com realimentação unitária [12]...15	
2.5. Medição de temperaturas [13].....	17
2.5.1. Termopares	17
2.5.2. Compensação da junção fria.....	17
2.5.2.1. Compensação da junção via hardware	18
2.5.2.2. Compensação da junção via software.....	19
2.5.3. Linearização dos dados.....	20
3. Descrição do equipamento existente	21
3.1. Introdução.....	21
3.1.1. Módulo de controlo de temperatura	24
3.1.2. Módulo de medição da transmitância do filtro.....	24
3.1.3. Módulo de medição do carbono particulado	25
3.1.4. Módulo de controlo da electroválvula.....	25
3.2. Instrumentação usando labview	25
3.2.1. Software Labview.....	25
3.2.2. Aquisição de dados	27
3.2.2.1. Placa de aquisição	28
3.3. Software	29

3.3.1. Descrição do VI do sistema	29
4. Alterações no equipamento actual em uso	31
4.1. Introdução.....	31
4.2. Laser-chopper-detector-Amplificador Lockin.....	32
4.2.1. Laser-chopper.....	32
4.2.2. Detector	33
4.2.3. Amplificador Lockin	34
4.3. Controlador de temperatura.....	35
4.3.1. Forno 1.....	35
4.3.1.1. Determinação das constantes do PID do forno 1.....	37
4.3.2. Forno 2	38
4.3.2.1. Determinação das constantes do PID do forno 2.....	38
4.3.3. Esquemas e hardware	38
4.4. Painel frontal	40
5. Análise e apresentação de resultados	41
5.1. Aquisição e filtragem	41
5.2. Curvas de temperatura	43
5.2.1. Forno 1.....	43
5.2.2. Forno 2	44
5.2.3. Programas de temperaturas.....	45
5.2.3.1. Programa amostra	45
5.2.3.2. Programa padrão	46
5.3. Analise de várias amostras.....	46
5.3.1. Filtro branco.....	46
5.3.2. Filtro sujo.....	47
6. Conclusões	49
7. Trabalhos futuros.....	51
Referências.....	53
Anexos.....	55
Anexo A Esquemas eléctricos e aparelhagem eléctrica.....	55
Anexo B Curvas S	57
Anexo C cd com código em Labview	58

Índice de Figuras

Figura 2.2.1: Sistema de um controlo em malha aberta.....	3
Figura 2.3.1: Sistema de controlo em malha fechada	4
Figura 2.4.1: Algoritmo ON-OFF -sinal de controlo.....	7
Figura 2.4.2: Controlo ON_OFF com histerese.....	7
Figura 2.4.3: Diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando um controlador ON-OFF.....	8
Figura 2.4.4: Controlador Proporcional -sinal de controlo.....	8
Figura 2.4.5: Diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando controlador Proporcional	9
Figura 2.4.6: : Diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando controlador PI	9
Figura 2.4.7: Diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando controlador PID	10
Figura 2.4.8: curva em S.....	11
Figura 2.4.9: resposta de um sistema a um degrau unitário.....	14
Figura 2.4.10: sistema com realimentação unitária.....	15
Figura 2.5.1: leitura de um termopar tipo j	18
Figura 2.5.2: modelo simplificado de leitura de um termopar.....	18
Figura 2.5.3: compensação da junção fria via hardware.....	19
Figura 2.5.4: compensação da junção fria via software.....	19
Figura 3.1.1: estrutura do forno.....	22
Figura 3.1.2: Esquema geral do sistema	23
Figura 3.2.1: Exemplo de um painel frontal.....	26
Figura 3.2.2: Exemplo de um diagrama de fluxo de sinal.....	27
Figura 3.2.3: Exemplo de criação de um canal de leitura de tensão.....	28
Figura 3.3.1: Painel frontal do sistema.....	29
Figura 4.2.1: Curva de operação do laser	32
Figura 4.2.2: SubVI laser_pulse.....	33
Figura 4.2.3: Resposta espectral.....	33
Figura 4.2.4: circuito de leitura do foto detector.....	34
Figura 4.2.5: Resposta espectral do filtro.....	35
Figura 4.3.1: SubVI PID controler	35
Figura 4.3.2: painel frontal forno 1	36
Figura 4.3.3: tabela de programas.....	37
Figura 4.3.4: Exemplo de programação de rampa e degrau.....	37
Figura 4.3.5: Painel Frontal forno 2.....	38
Figura 4.3.6: circuito buffer.....	39
Figura 4.3.7: compensação da junção fria.....	40
Figura 4.4.1: Indicador da amplitude do laser.....	41
Figura 4.4.2: Novo painel frontal.....	41
Figura 5.1.1: sinal do laser.....	42
Figura 5.1.2: sinal do laser filtrado.....	42

Figura 5.1.3: FFT do sinal do laser.....	42
Figura 5.1.4: FFT do sinal do laser filtrado.....	43
Figura 5.2.1: evolução da temperatura (sp=150).....	43
Figura 5.2.2: evolução da temperatura (sp=350).....	44
Figura 5.2.3: evolução da temperatura(sp = 600).....	44
Figura 5.2.4: evolução temperatura (sp= 650).....	45
Figura 5.2.5: programa de temperatura completo de análise da amostra via controle PID Labview	46

Índice de tabelas

Tabela 2.1: regras sintonia 1º método de Ziegler Nichols.....	12
Tabela 2.2: regras de sintonia 2º método Ziegler Nichols.....	12
Tabela 2.3: Erros em regimes permanentes em função do tipo de sistema e sinal de excitação (para realimentação unitária).....	16
Tabela 4.1: parâmetros do PID em função da temperatura de operação	38
Tabela 4.2: parâmetros do PID do segundo forno.....	39

Acrónimos

PID	Proportional, Integral Derivative
CO ₂	Dióxido de carbono
VI	Instrumento virtual
DAC	Digital Analogic converter
O ₂	Símbolo químico do oxigénio
N ₂	Símbolo químico do azoto
CO ₂	Símbolo químico do dióxido de carbono
CN	Carbono negro
CO	Carbono orgânico

1. Introdução

O conceito de automação industrial surgiu em meados da década de 1920 com Henry Ford e o seu modelo T de produção em série na indústria automóvel. Muito mudou desde então em relação a automação industrial, e simplesmente automatizar um processo passou a não ser suficiente, tornou-se cada vez mais necessário a interação entre os elementos físicos presentes nos processos de produção e as pessoas responsáveis por monitorizá-lo [9].

A interação pode ser realizada através de softwares com capacidade de monitorizar dados, estes softwares são responsáveis pela interface entre o hardware de aquisição de dados e o utilizador, oferecendo aos utilizadores ambientes gráficos, rico em informações, que possam ser utilizados por estes para monitorizar e, quando for o caso, controlar o processo industrial no qual o software é aplicado.

Torna-se assim necessário a utilização de ferramentas para auxiliar a implementação destes softwares que possam realizar um certo número de tarefas, como aquisição de dados, armazenamento e visualização destes pelos usuários. Uma ferramenta fortemente utilizada na indústria, e não só, para a realizar este software de gestão e controlo é o Labview ¹.

A principal diferença existente entre o Labview e outras linguagens de programação é que este é baseado numa linguagem gráfica, também conhecida como linguagem G, esta linguagem possui a vantagem de ser altamente produtiva em aplicações que envolvam sistemas de aquisição de dados, controle e instrumentação. A linguagem G utiliza estruturas em forma de gráficos e diagramas para criar códigos de programação em blocos.

Um dos aspectos a ter em conta quando se fala em processos industriais é que estes normalmente são sujeitos a fortes restrições no que diz respeito a variáveis de controlo intervenientes neste processos, como por exemplo, um forno tem de ser mantido a uma temperatura constante, uma caldeira estar sujeita a uma determinada pressão, um motor tem que manter a sua velocidade e estas condições tem de ser mantidas independentemente das cargas ou condições a que são sujeitos, tendo em conta estas imposições é necessário na maior parte dos casos recorrer a implementação de controladores ou compensadores responsáveis por estabelecer estas condições. Hoje com o aparecimento dos controladores digitais a unidade compensadora passou, por motivos económicos e de flexibilidade, a ser na maior parte dos casos prática concretizada através de “software”, isto é, um programa que executa um algoritmo matemático, em vez de ser implementada através de um componente físico como por exemplo circuitos electrónicos.

Na presente dissertação é apresentada uma plataforma de gestão para controlo e monitorização para um equipamento de especiação de carbono.

1- Propriedade da National Instruments

1.1.Objectivos e motivação

Os objectivos do presente trabalho é melhorar alguns aspectos num equipamento de especiação de carbono actualmente utilizado no departamento de Ambiente e Ordenamento da Universidade de Aveiro de modo a torna-lo de alguma forma mais automatizado, dando assim seguimento a um projecto já realizado em 06/08 [8], no qual para uma melhor optimização do sistema se pretendia a substituição de um amplificador Lockin, por um algoritmo executado em Labview..

Para automatizar ainda mais o processo esta dissertação incide no desenvolvimento de um algoritmo de controlo de temperatura executado em Labview para substituição dos controladores PID existente no sistema. O algoritmo desenvolvido será integrado no programa de controlo do processo já existente em ambiente de software Labview obtendo-se assim o controlo total do processo de análise e do programa de temperaturas por computador, tornando assim o processo mais automatizado e mais prático ao nível da utilização.

O trabalho foi executado em conjunto com um aluno do Departamento de Ambiente e Ordenamento da Universidade de Aveiro o qual esteve responsável por efectuar melhorias relacionados com os aspectos físicos do analisador e o qual não é objecto de estudo e análise na presente dissertação.

2. Noções básicas de teoria de sistemas de controlo [11]

2.1.Introdução

A teoria dos sistemas de controlo procura estabelecer de um modo, qualitativo as bases fundamentais que regem o funcionamento do sistema de controlo fornecendo assim aos profissionais de engenharia um conjunto de ferramentas que lhe permitem o projecto e análise dos sistemas de controlo que desempenham, da maneira mais eficiente possível, a tarefa a que se destina. Em suma pode se entender que um sistema de controlo é um sistema em que se manipula as entradas com o intuito de atingir o efeito desejado.

No caso particular das engenharias, os sistemas de controlo possuem natureza física e baseiam a sua operação em fenómenos de transferência, conversão e dissipação de energia (eléctrica, mecânica, térmica, etc...). A teoria dos sistemas de controlo procura neste caso descrever a interacção causa efeito através de operações matemáticas aplicados a modelos matemáticos que descrevem os fenómenos físicos correspondentes e a conversão entre os diferentes tipos de energia envolvida nos sistemas físicos.

2.2.Controlo em malha aberta

Designa-se controlo em malha aberta ou não realimentado um sistema cuja a entrada (referência) não é afectada pela saída (fig 3.2.1).



Figura 2.2.1: Sistema de um controlo em malha aberta

Como se pode ver na figura o processo a controlar representa como o nome indica, o sistema a controlar, normalmente designada de “process” ou “plant ” uma vez que, inicialmente, a teoria de controlo era exclusivamente aplicada a processos industriais.

O bloco controlador (ou compensador) representa a parte do sistema de controle que implementa o que se designa por estratégia de controle, isto é, o procedimento aplicar ao sinal de entrada $r(t)$ de modo a que este se transforme num sinal apropriado que ao aplicar no processo a controlar conduza ao sinal de saída $c(t)$ assumir o valor que se pretende.

Vamos considerar o seguinte exemplo, pretende-se implementar um sistema “cruise controller” num veículo, este é responsável por manter a velocidade do veículo constante, previamente indicado pelo condutor. Neste caso o nosso sistema é o veículo, a saída do sistema é a velocidade do veículo e a variável de controlo é a posição do acelerador. Uma maneira simples de implementar este controlador era fixar a posição do acelerador quando o condutor ligá-se o “cruise controller”, no entanto como é de esperar a velocidade deste iria variar conforme o veículo tive-se a subir ou a descer, de facto qualquer variação nos parâmetros no sistema (trajectória, pressão, massa do veículo, etc...) inicialmente estabelecidos aquando da entrada do “cruise controller” no sistema leva a variações na velocidade de saída, a este tipo de controlo onde não há qualquer relação entre a saída e o sinal de controlo aplicado ao sistema é denominado de controlo em malha aberta. Em resumo um controlo com estas características implica que as características dinâmicas do processo a controlar/controlador se mantenham invariantes no tempo, sendo uma das inconvenientes para a realização destes sistemas.

2.3. Controlo em malha fechada

Os problemas apresentados pelo controlo em malha aberta (variação dos seus parâmetros) podem ser facilmente optimizados se recorremos a um esquema de controlo em que o sinal de saída vai ser subtraído ao sinal que representa o objectivo a atingir isto é entrada (referência). A este tipo de controlo denomina-se de controlo em malha fechada ou realimentado (fig 3.3.1).

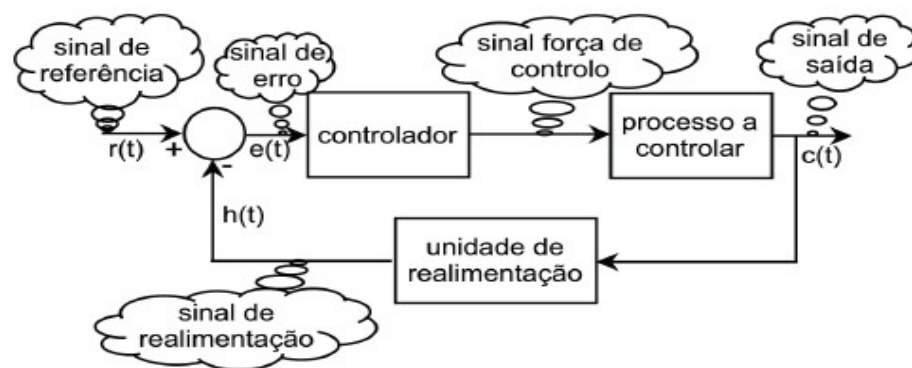


Figura 2.3.1: Sistema de controlo em malha fechada

Neste tipo de sistemas um sinal de realimentação $h(t)$, derivado do sinal de saída $c(t)$, através de uma unidade de realimentação ou medida é adicionado algebricamente ao sinal de entrada (referência) $r(t)$ gerando assim o sinal de erro, sendo este sinal que passa a excitar o controlador ao contrário do sistema em malha aberta onde o sinal de entrada é aplicado directamente.

Dependendo do sinal de realimentação o sistema pode possuir realimentação negativa caso o sinal de realimentação seja subtraído ao sinal de entrada, originando assim o sinal de erro, ou realimentação positiva caso o sinal de realimentação seja adicionado ao sinal de entrada, estes são casos particulares de realimentação que levam os sistemas a serem instáveis.

O uso de realimentação negativa permite que o sinal aplicado ao controlador (sinal de erro) seja a diferença entre o objectivo atingir (a referência) e uma função do objectivo atingido (sinal de saída), assim sendo qualquer alteração dos parâmetros do conjunto processo a controlar/controlador será introduzida de sinal contrário na entrada do controlador (realimentação negativa) levando à sua atenuação na saída.

Considerando o exemplo descrito acima do “cruise controller” o controlo em malha fechada seria conseguido se monitoriza-se-mos a velocidade efectivamente do carro e o aplica-se-mos ao controlador que efectuará os ajustes necessários a variável de controlo (acelerador) de modo a obter um erro nulo (velocidade desejada) ou o mínimo possível.

Na maior parte dos casos é necessário proceder adaptação do sinal de saída para que este possa ser subtraído ao sinal de entrada, neste caso teremos de utilizar uma unidade de realimentação que transforme o sinal de saída num sinal comparado com o sinal de entrada.

Esta unidade de realimentação é normalmente uma unidade do tipo transdutor visto que a natureza física do sinal de saída (por exemplo rotações por minuto de um veio mecânico) não coincide com a do sinal de referência (por exemplo uma tensão eléctrica).

Os transdutores são assim unidades que transformam o sinal de um sistema físico para outro. Consoante envolvem ou não o elemento humano designam-se por:

-**sensores** - se o sistema que recebe o sinal de saída do transdutor não for humano. É caso dos termopares, fotocélulas, extensómetros, taquímetros.

-**indicadores** - se o destinatário for o operador humano. É o caso dos voltímetros, amperímetros, termómetros, indicadores de nível, etc.

No caso dos sinais de referência e de saída possuírem a mesma natureza física e o mesmo nível de amplitude, a este tipo de sistema diz-se que possui realimentação unitária.

Podemos concluir que, através da realimentação negativa, a precisão do sistema em relação ao valor desejado é fortemente melhorada relativamente à que se obtém com os sistemas não realimentados, pelo que é de utilizar, sempre que possível, sistemas de controlo realimentados.

2.4. Compensação de sistemas de controlo

2.4.1. Introdução

A implementação de um sistema de controlo é necessária para assegurar os objectivos operacionais de um dado processo. O sistema tem assim como objectivo suavizar a influência de perturbações externas, garantir e otimizar ao máximo o desempenho do processo.

A implementação de um sistema de controlo que à partida desempenhe a função para o qual foi projectado é na maior parte dos casos um acontecimento raro. Um dos métodos aplicados para otimizar o sistema é ajustar os parâmetros do sistema, os parâmetros que normalmente são alvo de ajuste é o ganho do controlador ou o ganho da malha de feedback no caso de estarmos na presença de um controlo em malha fechada, caso a alteração dos parâmetros do sistema não conduza a uma optimização do sistema é necessário introduzir um novo elemento no circuito de controlo a que habitualmente se designa de compensador. As unidades de compensação (controladores) podem assim assumir a forma de um programa de computador ou ser unidades físicas eléctricas, mecânicas, hidráulicas, pneumáticas ou de outro tipo. As mais comuns, por motivos de flexibilidade e economia, são normalmente as implementadas via microprocessadores.

2.4.2. Tipos de controladores [14]

São de seguida apresentados alguns algoritmos passíveis de serem utilizados em controlo de sistemas simples, como é o caso de processos térmicos, o qual será alvo de estudo na presente dissertação.

2.4.2.1. Controlador ON-OFF

O controlador mais simples de ser implementado é o controlador ON-OFF. Neste tipo de controlador o sinal de erro é aplicado na entrada de um comparador cuja a saída actua directamente na entrada do sistema.

O sinal de controlo $u(t)$ para este tipo de controlador é dado por:

$$u(t) = \begin{cases} U_{\max} & \Rightarrow e(t) > 0 \\ U_{\min} & \Rightarrow e(t) < 0 \end{cases}$$

em que $e(t)$ é o sinal de erro definido como $e(t)=r(t)-y(t)$. U_{\max} e U_{\min} são respectivamente, o maior e o menor valor que o sinal de controlo $u(t)$ pode tomar, o sinal $r(t)$ é designado por referência e finalmente $y(t)$ que corresponde ao sinal de saída.

O comportamento do controlador ON-OFF pode ser descrito de forma gráfica pela seguinte figura (2.4.1). Dependendo do sinal do erro $e(t)$ o sinal de controlo toma o valor máximo ou mínimo.

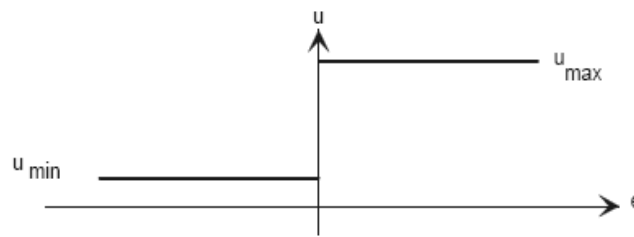


Figura 2.4.1: Algoritmo ON-OFF -sinal de controlo

Partindo do princípio que o ganho estático dos sistema a compensar é positivo temos:

- Se $e(t)$ é negativo significa que o sinal de saída $y(t)$ é superior ao sinal de referencia $r(t)$ e o sinal de controlo toma o valor mínimo.
- Se $e(t)$ é positivo significa que o sinal de saída $y(t)$ é inferior ao sinal de referencia $r(t)$ e o sinal de controlo toma o valor máximo.

Os controladores ON-OFF, na sua forma mais simples não tem muita utilidade prática visto que num sistema de controlo real o sinal de controlo vai ter uma oscilação permanente, que se reflecte forçosamente na saída. Um outro aspecto a ter em conta no que diz respeito a este controlador é que este apresenta limitações quando é utilizado para comparar sinais afectados de ruído. Para evitar estes problemas utiliza-se um comparador com histerese. O comportamento do controlador ON-OFF com histerese pode ser descrito, de forma gráfica pela figura (2.4.2).

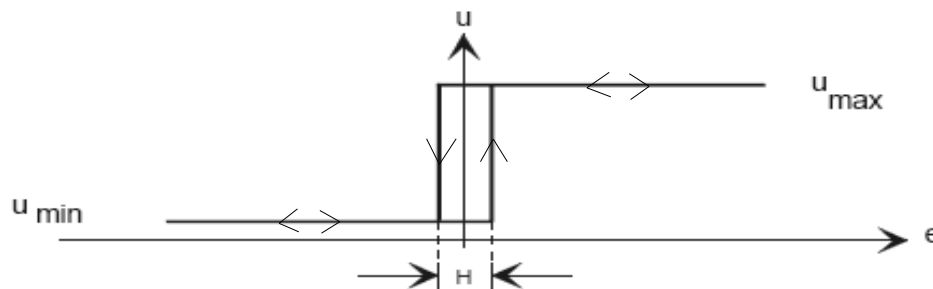


Figura 2.4.2: Controlo ON-OFF com histerese

O diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando um controlador ON-OFF por histerese é apresentado na figura (2.4.3).

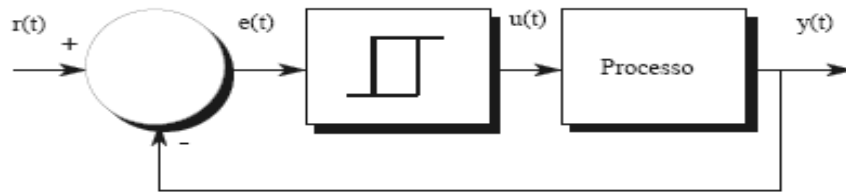


Figura 2.4.3: Diagrama de blocos de um sistema de controle utilizando um controlador ON-OFF

2.4.2.2. Controlador Proporcional com saturação

Uma solução capaz de evitar as oscilações inerentes ao princípio de funcionamento do controlador ON-OFF consiste em utilizar um controlador cujo ganho seja reduzido para pequenos valores do erro. Este objectivo é alcançado utilizando um controlador Proporcional. O sinal de controlo para este tipo de controlador é dado por:

$$u(t) = \begin{cases} u_{\max} & \Rightarrow e(t) > +e_0 \\ u_0 + K_p e(t) & \Rightarrow -e_0 \leq e(t) \leq +e_0 \\ u_{\min} & \Rightarrow e(t) < -e_0 \end{cases} \quad (2.1)$$

em que u_0 é amplitude do sinal de controlo correspondente a um sinal de erro $e(t)$ nulo, $-e_0$ e $+e_0$ são os valores máximos do sinal de erro, u_{\max} e u_{\min} são respectivamente, a maior e a menor amplitude do sinal de controlo e K_p é o ganho do controlador. O comportamento do algoritmo proporcional pode ser descrito de forma gráfica pela figura(2.4.4).

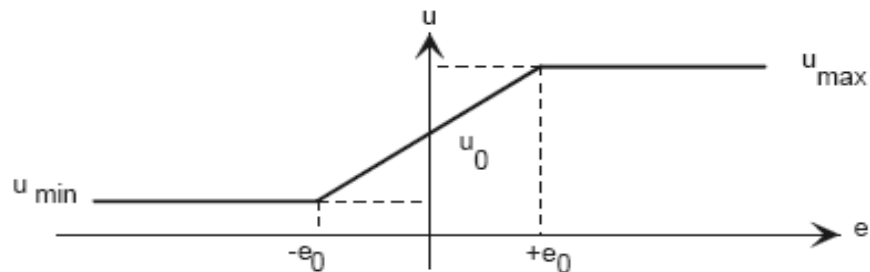


Figura 2.4.4: Controlador Proporcional -sinal de controlo

O diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando o controlador Proporcional é apresentado na figura (2.4.5).

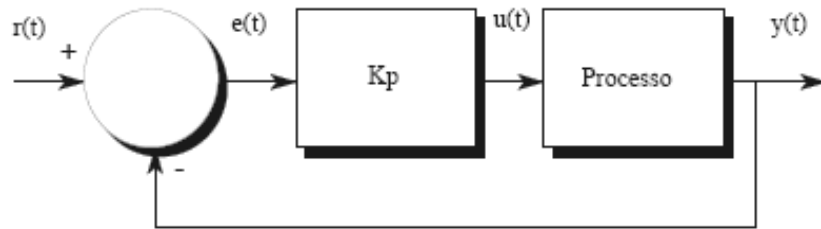


Figura 2.4.5: Diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando controlador Proporcional

2.4.2.3. Controladores PI

O controlador, cujo o diagrama de blocos é apresentado na figura (2.4.6), é composto por um bloco subtrahidor (obtenção do sinal de erro), um bloco integrador (cálculo do integral do sinal de erro), um bloco somador e um bloco de ganho.

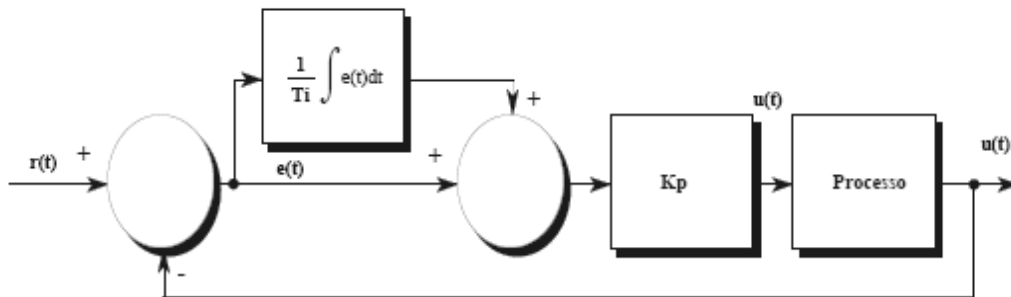


Figura 2.4.6: : Diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando controlador PI

Os sinais $r(t)$, $u(t)$, $y(t)$ e $e(t)$ são, respectivamente, o valor imposto (referência), o sinal de controlo, o sinal de saída e o sinal de erro do controlador. As constantes K_p (ganho), T_i (constante de tempo de integração) são coeficientes escalares associados respectivamente ao ganho e acção integral do controlador.

o sinal de controlo é dado por:

$$u(t) = K_p * (e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) d(t)) \quad (2.2)$$

O sinal de controlo depende do ganho do controlador (K_p), do valor instantâneo

do erro e do integral do erro afectado do factor de escala ($1/T_i$). Por outras palavras, o sinal de controlo é directamente proporcional ao sinal de erro e à sua história passada (acção integral).

2.4.2.4. Controlador PID

Num sistema de controlo do tipo proporcional integral diferencial (PID), cujo o diagrama de blocos é apresentado na figura (2.4.7), o controlador é composto por cinco componentes: um bloco subtrator (responsável pela obtenção do sinal de erro), um bloco diferenciador (responsável pelo cálculo da derivada do erro), um bloco integrador (responsável pelo cálculo do integral do sinal de erro), um bloco somador e um bloco de ganho.

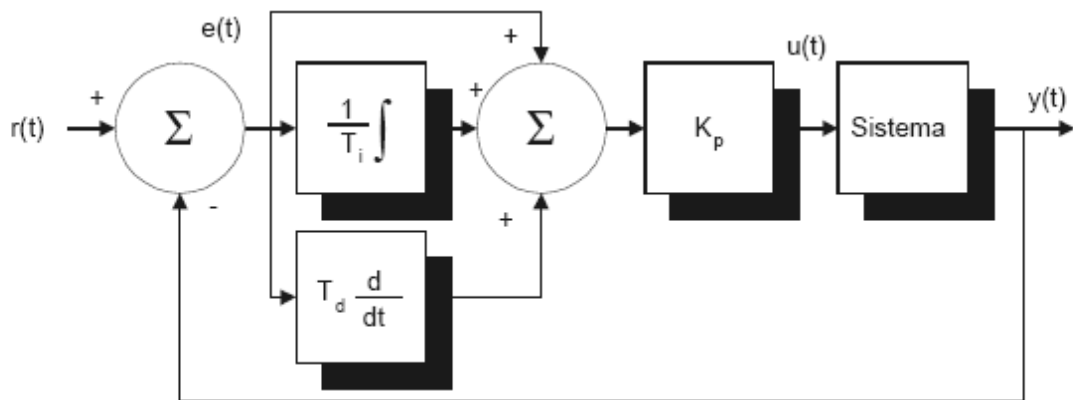


Figura 2.4.7: Diagrama de blocos de um sistema de controlo utilizando controlador PID

O sinal de controlo $u(t)$ é dado pela seguinte expressão:

$$u(t) = K_p * \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.3)$$

O sinal de controlo depende do ganho do controlador (K_p), do valor instantâneo do sinal de erro, do integral e da derivada desse mesmo erro afectados respectivamente dos factores de escala ($1/T_i$) e T_d .

Ao parâmetro T_i dá-se, como já referido anteriormente, o nome de constante tempo de integração.

Ao parâmetro T_d dá-se o nome de constante tempo de diferenciação.

2.4.2.5. Sintonia de controladores PID

Um dos métodos para sintonia de controladores PID recorre a um conjunto de regras empíricas propostas, em 1942, por Ziegler e Nichols. A partir da resposta ao degrau de um sistema em malha aberta ou avaliando a resposta do sistema em malha fechada no limite de instabilidade foi possível derivar um conjunto de heurísticas que tornaram fácil a sintonia de compensador com três graus de liberdade. É de notar no entanto, apesar de ser simples, um controlador sintonizado por este método não permite atingir um comportamento do sistema em malha fechada capaz de obedecer a requisitos específicos (ex. Sobrelevação tempo de estabelecimento, etc...). No entanto, a sua grande vantagem prende-se com o facto de não ser necessário um modelo matemático do sistema para o processo de projecto (ao contrário da maior parte das técnicas). Derivado do trabalho de Ziegler e Nichols apresentam-se de seguida dois métodos para a sintonia de controladores para sistemas estáveis. Ambos visam ajustar para o sistema compensado responder ao degrau com uma percentagem de sobrelevação máxima de 25%.

2.4.2.5.1.1º Método de Ziegler Nichols

Este método é aplicado a sistemas cuja a resposta ao degrau em malha aberta não possua sobrelevação. Para aplicar este método é então necessário obter experimentalmente a resposta ao degrau unitário do sistema a compensar em malha aberta e sem o controlador. A condição necessária para aplicação deste método é que a resposta ao degrau ser do tipo sobreamortecido ou seja a forma de um S distorcido. Veja-se como exemplo a resposta ao degrau de um determinado sistema.

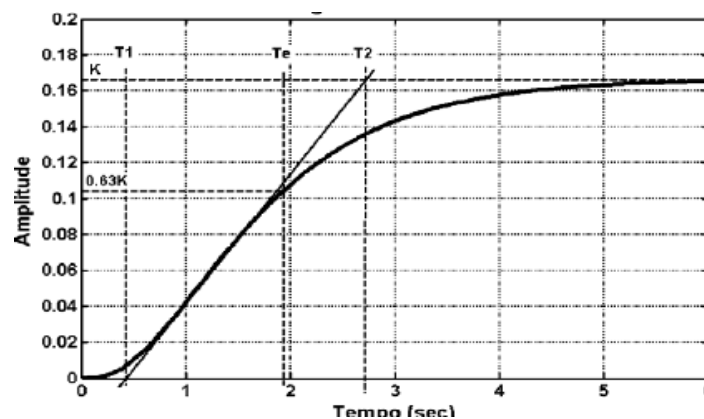


Figura 2.4.8: curva em S

O primeiro método de Ziegler Nichols considera que a resposta com formato em S pode ser caracterizada por três parâmetros. O primeiro parâmetro considerado é a amplitude da resposta ao degrau em regime estacionário(K), o segundo e terceiro parâmetro são instantes de tempo, o instante $L=T_1$ obtêm-se desenhando a tangente à curva no seu ponto de inflexão (ponto de declive máximo)e determinando a intercepção

desta tangente com o eixo dos tempos que passa pela amplitude 0. O segundo parâmetro é o instante de tempo T_e que corresponde ao intervalo de tempo que medeia entre o instante de aplicação do degrau e o instante em que a curva da resposta atinge 63,21% do valor final K . A partir deste valor define-se o intervalo de tempo $T_a = T_e - T_1$. A partir destes valores e recorrendo a tabela que se segue obtêm-se os valores para sintonia dos controladores PID.

Tipo de compensador	K_p	T_i	T_d
P	T_a / L	∞	0
PI	$0.9 T_a / L$	3 L	0
PID	$1.2 T_a / L$	2 L	0.5 L

Tabela 2.1: regras sintonia 1º método de Ziegler Nichols

2.4.2.5.2º Método de Ziegler Nichols

Este segundo método parte de um ensaio prático utilizando realimentação unitária e um compensador proporcional em série com o sistema a compensar. O ensaio consiste em variar o ganho do controlador até a um valor de um ganho crítico K_{cr} que corresponde a uma saída alternada sinusoidal de amplitude constante e a um período P_{cr} que se designa por período crítico, a sintonia dos controladores PID pode ser obtida recorrendo a seguinte tabela.

Tipo de compensador	K_p	T_i	T_d
P	0.5 K_{cr}	∞	0
PI	0.45 K_{cr}	$P_{cr} / 1.2$	0
PID	0.6 K_{cr}	0.5 P_{cr}	0.125 P_{cr}

Tabela 2.2: regras de sintonia 2º método Ziegler Nichols

Uma grande desvantagem deste método é que a manipulação do ganho do controlador na região próxima à instabilidade do sistema é uma tarefa muito perigosa quando se trata de uma aplicação industrial.

2.4.3. Critérios de desempenho de um sistema de controlo [12]

No desenvolvimento de sistemas de controlo estes são projectados para que possam satisfazer certas condições de desempenho. Estas especificações de desempenho podem ser aplicadas em termos do regime transitório ou em regime permanente.

O desempenho em regime permanente, em termos de erro em estado estacionário, é uma medida da precisão do sistema quando referido a uma entrada específica. Por norma três tipos de entrada são considerados:

- Degrau unitário ($r(t) = u(t)$)
- Rampa ($r(t) = m * t * u(t)$)
- Parábola ($r(t) = \frac{1}{2} * t^2 * u(t)$)

O primeiro afere a capacidade do sistema reagir a variações bruscas do sinal de referência, e os restantes a capacidade do sistema seguir trajectórias.

O erro em regime permanente (e_{ss}) é a diferença, em regime permanente, da amplitude do sinal de entrada face ao sinal de saída. Para sistemas estáveis este valor pode ser determinado recorrendo ao teorema do valor final.

Teorema do valor final

O valor final da função $f(t)$, cuja transformada de Laplace é $F(s)$ é:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s * F(s) \quad (2.1)$$

se $f(t)_{t \rightarrow +\infty}$ existe

O desempenho em regime transitório de um sistema é avaliado, em geral, pela resposta temporal do sistema a uma perturbação do tipo degrau. Entre outros destacam-se os seguintes critérios de desempenho:

- **Tempo de subida (T_r)** - Tempo necessário para que a resposta do sistema, a um degrau unitário, cresça de 10% a 90% do seu valor em regime permanente.
- **Tempo de estabelecimento (T_s)** - Tempo necessário para que a resposta, a um degrau unitário, atinja e permaneça dentro de uma percentagem especificada do seu valor em regime permanente (normalmente $\pm 1\%$, $\pm 2\%$ ou $\pm 5\%$).

- **Constante de tempo (τ)**- Refere-se a uma medida alternativa do tempo de estabelecimento. Para um sistema estável de ordem superior a um refere-se ao tempo necessário para que a envolvente da resposta transitória atinja 63% do seu valor em regime permanente.
- **Sobre-elevação(δ)** - é a diferença máxima entre as soluções transitória e de estado estacionário para uma entrada em degrau. Este critério é representativo da estabilidade relativa e normalmente é apresentado em termos percentuais relativamente ao valor em regime permanente.

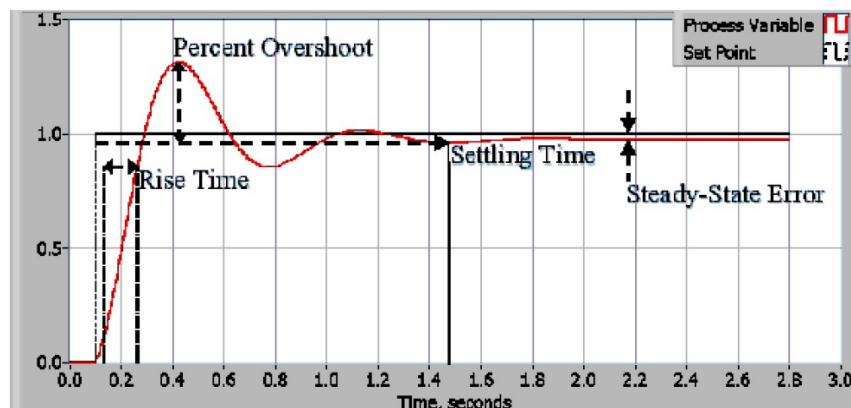


Figura 2.4.9: resposta de um sistema a um degrau unitário

2.4.4. Sistemas em malha aberta de 1ª ordem [15]

A compreensão do comportamento, tanto no domínio do tempo como da frequência, de sistemas de primeira ordem e segunda ordem é muito importante para a análise e projecto de sistemas de controlo. Isto porque muitos dos sistemas físicos possuem comportamentos que podem ser aproximados a sistemas de primeira ordem ou segunda ordem.

Um sistema de primeira ordem possui apenas um pólo e a função de transferência genérica é:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (2.2)$$

onde **K** representa o ganho do sistema e τ a constante de tempo. Da equação (2.2) conclui-se que um sistema de 1ª ordem possui um pólo em $s = -1/\tau$. A resposta deste sistema a um degrau unitário é,

$$y(t) = K * (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2.3)$$

Relativamente a alguns critérios de desempenho abordados na secção anterior é fácil verificar que, num sistema de primeira ordem, o tempo de subida é, aproximadamente igual a:

$$T_r = 2.2 \tau \quad (2.4)$$

Define-se como sendo a constante de tempo do sistema o valor de τ que corresponde ao tempo necessário para que o sinal de saída $y(t)$ seja igual a 0.632 do seu valor estacionário (quando t tende para infinito).

2.4.5. Erro em regime estacionário de sistemas com realimentação unitária [12]

No projecto de muitos sistemas de controlo um dos critérios impostos tem a ver com a resposta, em estado estacionário, do sistema. Para um sistema estável em malha fechada, o nível do sinal de saída do sistema, $c(t)$, tende a estar, em regime permanente, o mais próximo possível da magnitude do sinal de comando $r(t)$. A diferença entre estes dois valores é designada por erro em regime permanente ou estacionário, por exemplo, num forno será a diferença entre a temperatura que realmente o forno atinge e aquela que pretendíamos que atingisse e que para tal marcámos, no selector de temperatura, como referência. Em suma define-se o erro em regime estacionário como:

$$ess = \lim_{t \rightarrow +\infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow +\infty} (r(t) - c(t)) \quad (2.5)$$

ou, alternativamente, no domínio de Laplace,

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} (R(s) - C(s)) \quad (2.6)$$

Considerando um sistema com realimentação unitária

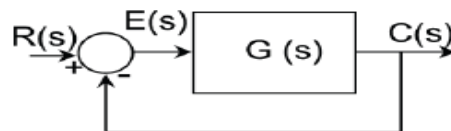


Figura 2.4.10: sistema com realimentação unitária

Utilizando o teorema do valor final devemos ter para o erro em regime estacionário:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{R(s)}{1 + G(s)} = ess(t) \rightarrow 0 \quad (2.7)$$

Para que este objectivo anterior seja atingido é necessário que a função de transferência para a frente $G(s)$ cumpra determinadas condições.

Podemos escrever para o caso de uma função de transferência para a frente possuindo m zeros e n pólos, dos quais p na origem:

$$G(s) = \frac{k \prod_{i=1}^m (s + z_i)}{s^p \prod_{j=1}^q (s + p_j)} \quad (2.8)$$

Onde, para que o sistema seja possível de realizar fisicamente, temos de ter $m \leq p+q = n$.

Substituindo $G(s)$ na expressão (2.7) temos:

$$ess(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{R(s)}{1 + \frac{k \prod_{i=1}^m (s + z_i)}{s^p \prod_{j=1}^q (s + p_j)}} \quad (2.8)$$

Da equação 2.8 podemos concluir, atendendo que quando $s \rightarrow 0$ os produtos infinitos tendem para valores constantes, que o valor do limite depende do expoente p (numero de pólos na origem da função de transferência para a frente) e do sinal $R(s)$. Atendendo que o valor do expoente p é que vai tipificar o comportamento do sistema em relação ao erro em regime estacionário é assim designado por o tipo do sistema.

Os sistemas de tipo 0, I e II são os mais comuns assim como os sinais de excitação de grau 0, I e II (degraus, rampas e parábolas). Na tabela que se segue resumem-se os valores de e_{ss} para todas as combinações entre esses três pares de casos

	degrau	rampa	parábola
Tipo 0	$1/(1+K_p)$	∞	∞
Tipo I	0	$1/K_v$	∞
Tipo II	0	0	$1/K_a$

Tabela 2.3: Erros em regime permanente em função do tipo de sistema e sinal de excitação (para realimentação unitária)

Onde as constantes K_p , K_v e K_a são designadas por constantes de erro de posição, de velocidade e de aceleração respectivamente. E possuem os seguintes valores:

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \quad (2.9) \quad K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G(s) \quad (2.10) \quad K_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 G(s) \quad (2.11)$$

2.5. Medição de temperaturas [13]

2.5.1. Termopares

Os termopares são os sensores de temperatura mais usados actualmente, principalmente pelo seu baixo custo e larga faixa de operação. Um termopar surge sempre que dois metais diferentes são ligados um ao outro. Neste caso surge nos terminais do termopar uma tensão de circuito aberto (V_s) proporcional à temperatura na junção do termopar (T_{tc}). Esta tensão é chamada de tensão de Seebeck.

A relação entre T_{tc} e V_s é dada por:

$$\Delta V_s = S(T_{tc}) T_{tc} \quad (2.12)$$

Na qual $S(T_{tc})$ é o Coeficiente de Seebeck que depende do tipo de termopar e é função da temperatura T_{tc} . A dependência de S com a temperatura provoca uma certa não linearidade na característica tensão vs temperatura do termopar. Contudo, para uma “pequena” faixa de temperatura podemos aproximar à equação 2.12 por:

$$\Delta V_s = S * T_{tc} \quad (2.13)$$

Na qual S é uma constante que depende do tipo de termopar.

2.5.2. Compensação da junção fria

A utilização de termopares requer sempre a compensação das junções indesejáveis, pois qualquer junção de dois metais constitui um termopar (fig 2.5.1). Para determinar a tensão da junção J1 teremos de medir a tensão da junção J2 e J3 pois a tensão V lida pelo aparelho de leitura seria a soma algébrica das tensões nas duas junções, v_1 e v_2 e v_3 , equação 2.14:

$$V = V_1 + V_3 - V_2 = V_1(\theta_1) + V_1(\theta_3) - v_2(\theta_2) \quad (2.14)$$

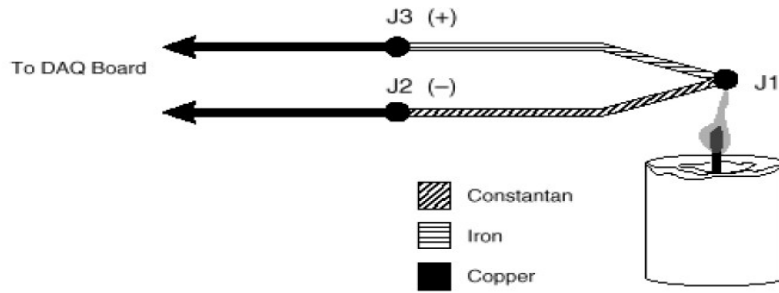


Figura 2.5.1: leitura de um termopar tipo j

A análise dos circuitos com termopares pode ser feita através das leis empíricas dos termopares[17], permitindo assim esquecer os detalhes mais complexos do funcionamento destes circuitos e olhar para eles de forma simplificada fig(2.5.2).

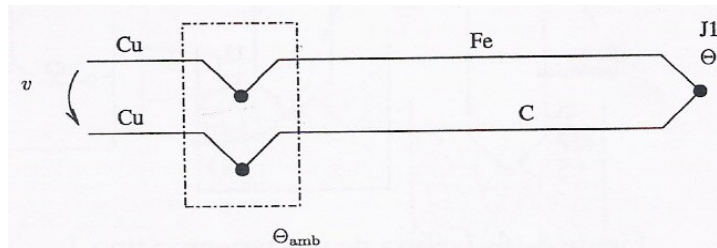


Figura 2.5.2: modelo simplificado de leitura de um termopar

Analisando este modelo simplificado a tensão lida pelo voltímetro é:

$$V = V_{tp}(\Theta_1) - v_{tp}(\Theta_{amb}) \quad (2.15)$$

A temperatura (Θ_1) pode ser facilmente calculada, pois conhecendo V (lido) e $v_{tp}(\Theta_{amb})$ (através Θ_{amb}), sabemos $V_{tp}(\Theta_1)$ e Θ_1 . O processo de determinar a temperatura junção $V_{tp}(\Theta_{amb})$, necessária para a determinar a temperatura(Θ_1), designa-se por compensação de junção fria. Este processo pode ser feito por hardware ou por software.

2.5.2.1. Compensação da junção via hardware

A compensação de junção fria por hardware baseia-se na introdução, em série com o circuito termoelétrico, de uma fonte de tensão para contrariar o efeito do termopar indesejado. Este princípio é descrito na figura (2.5.3): um sensor detecta a

temperatura da junção fria e injecta no circuito uma tensão que, somada a tensão proveniente da leitura do termopar, anula o efeito da tensão da junção fria.

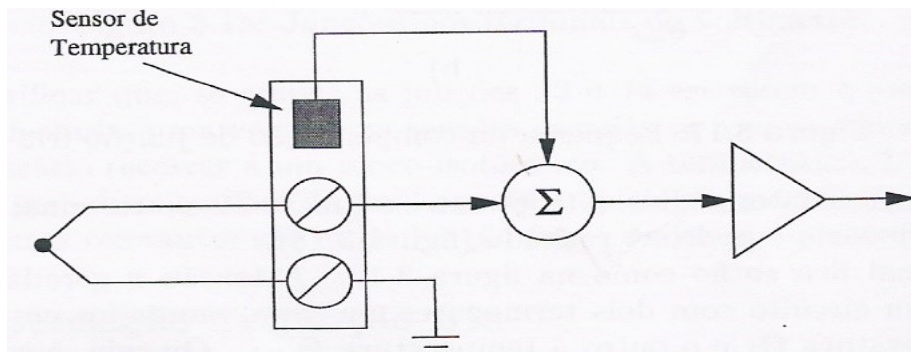


Figura 2.5.3: compensação da junção fria via hardware

2.5.2.2. Compensação da junção fria via software

A compensação via hardware tem a desvantagem de obrigar à utilização de equipamento adicional para fazer a compensação da junção fria. A compensação por software aproveita o facto de praticamente todos os circuitos de instrumentação actuais serem baseados em microprocessadores.

O princípio de funcionamento é descrito na figura (2.5.4.): o que se faz agora é “passar a compensação para o lado do software”. O valor da tensão produzido aos terminais do termopar é lido, sem qualquer correcção. Ao mesmo tempo é lida a temperatura da junção fria. A compensação da junção é feita pelo programa do microcontrolador subtraindo (ou adicionado) ao valor lido do termopar a compensação devida pela temperatura da junção.

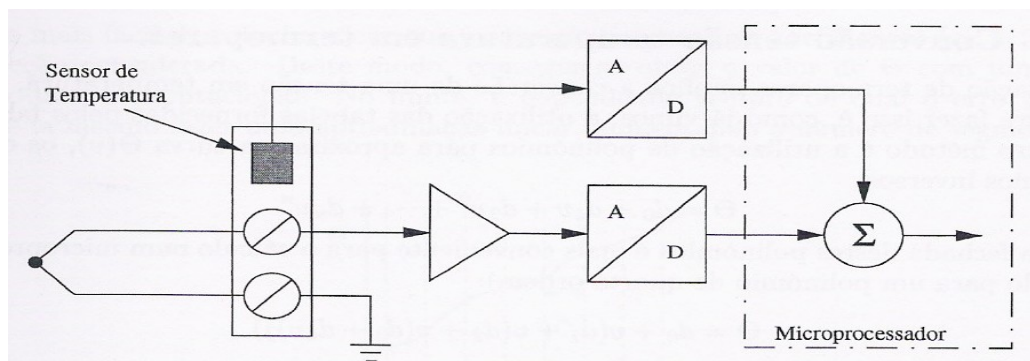


Figura 2.5.4: compensação da junção fria via software

2.5.3.Linearização dos dados

A tensão de saída dos termopares é altamente não linear. Por esta razão, é necessário aproximar -se a curva tensão vs temperatura dos termopares por polinómios ou usando-se uma tabela[18]. Estes polinómios têm a seguinte forma:

$$T = a_0 + a_1 * v + a_2 * v^2 + \dots + a_n * v^n \quad (2.14)$$

Onde, v é a tensão do termopar em volts, T é a temperatura em graus Celsius e a_0 até a_n são os coeficientes que são específicos de cada tipo de termopar e no caso de se pretender converter a temperatura na tensão equivalente usamos o seguinte polinómio:

$$v = c_0 + c_1 * T + c_2 * T^2 + \dots + c_n * T^n \quad (2.15)$$

Onde, v é a tensão em volts, T a temperatura em graus Celsius e c_0 até c_n são os coeficientes que são específicos de cada tipo de termopar.

3. Descrição do equipamento existente

3.1.Introdução

O material carbonoso é o principal componente do aerossol (componente particulada sólida fina em suspensão na atmosfera). A fracção carbonosa da matéria particulada consiste em carbono elementar (habitualmente definido por carbono negro) e uma variedade de compostos orgânicos[19].

Para a quantificação do carbono total (CT), carbono orgânico e carbono elementar (ou negro) existente no aerossol recorre-se a uma panóplia de métodos, normalmente classificados de métodos químicos, ópticos e térmicos[19].

O método químico consiste na prévia eliminação da fracção orgânica por extracção de solventes ou extracção ácida e posterior determinação de carbono elementar por volatilização (passagem do estado sólido ou líquido para um estado gasoso). Os métodos ópticos baseiam-se no facto da medição da absorção da luz pelo aerossol no intervalo de espectro visível estar fortemente correlacionada com o conteúdo de carbono negro. Os métodos térmicos, mais usuais, envolvem a colheita do aerossol sobre um filtro de fibra de quartzo com consequente volatilização das partículas do filtro por acção do calor e análise química dos gases produzidos. Esta técnica de análise é normalmente associada a outros métodos, como extracção química e métodos ópticos, com vista a melhorar a determinação de carbono negro e orgânico. Um dos processos menos sujeito a interferências analíticas é o método termo-óptico. Este método consiste em libertar o carbono amostrado no filtro, através de aquecimento e oxidação, e posterior conversão em dióxido de carbono ou metano para detecção. Numa primeira fase na ausência de O_2 , todo o CO é volatilizado, introduzindo-se posteriormente O_2 onde se volatiliza o CN. No entanto, o aquecimento num ambiente livre de O_2 , leva a pirólise de certos componentes de CO e a formação de carbono pirolítico, basicamente consiste no processo pelo qual o carbono orgânico, a temperaturas elevadas, alterar a sua composição química, adquirindo uma estrutura semelhante a do carbono negro, visto isto, o carbono orgânico pirolisado pode ser confundido com o carbono negro. O fenómeno de pirólise pode ser corrigido com a monitorização da reflectância ou transmitância da luz através do filtro durante análise térmica [19].

O método desenvolvido no Departamento de Ambiente e Ordenamento (DAO) consiste num sistema termo-óptico, baseado na transmitância da luz através do filtro amostrado, com controlo do gás na zona de volatilização do carbono particulado. Neste sistema de análise o carbono particulado é diferenciado em diversas fracções em consequência de um programa de aquecimento [10].

Para tal é utilizado um tubo de quartzo com duas secções de aquecimento (Figura 1.1).

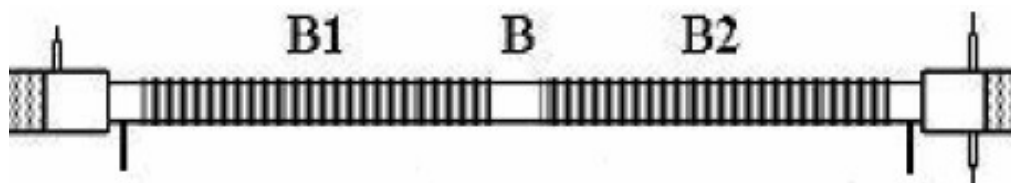


Figura 3.1.1: estrutura do forno

Legenda:

B – forno de quartzo

B1 – secção 1 do forno

B2 – secção 2 do forno

Numa primeira fase, com uma corrente gasosa de azoto (N_2), dá-se o aquecimento controlado da amostra e a volatilização sucessiva de compostos orgânicos carbonosos. Numa segunda fase, após a volatilização de todo o carbono orgânico, altera-se a corrente de gás de arraste para uma mistura de ar/ N_2 , com 4% de O_2 , onde juntamente com a elevação da temperatura se dá a oxidação e volatilização do carbono negro [10].

Com o intuito de corrigir o erro na quantificação de carbono negro (CN) associado ao fenómeno da pirólise de CO, o enegrecimento do filtro (resultante do processo de pirólise do carbono) é monitorizado por medição da intensidade de luz emitida por um laser de comprimento de onda de 632 nm transmitida através do filtro no decorrer de cada análise. A referida monitorização permite determinar o ponto de diferenciação entre o carbono pirolítico e carbono elementar original da amostra. A introdução de oxigénio vai permitir que o carbono pirolítico e o carbono negro da amostra oxidem de modo a que os valores de transmitância medidos atingem os equiparados a um filtro de quartzo limpo. No ponto em que o valor do laser iguale o sinal inicial é o ponto de separação entre o carbono negro e carbono formado pela pirólise dos compostos orgânicos [10].

Amostra é colocada no forno de quartzo (B1), estando este com atmosfera controlada (inicialmente com N_2 , e posteriormente com O_2/Ar) e onde se faz variar o aquecimento entre a temperatura ambiente e os 900°C em intervalos de temperatura definidos [10]. Nessa zona (B1) introduz-se a amostra (filtro contendo as partículas a analisar) a qual é colocada verticalmente num pequeno tudo de quartzo de menor secção que é introduzido e deslocado até ao meio do forno B1.

O forno B2, é mantido a uma temperatura constante de 650°C e é atravessado longitudinalmente por uma vareta de quartzo transparente e é preenchido com Óxido Cúprico (CuO), o qual vai servir de catalizador no processo de oxidação dos compostos volatilizados no forno B1. No segundo forno existe a entrada de O_2 durante todo o

processo de amostragem de modo a garantir que a oxidação seja o mais eficiente possível. A oxidação no segundo forno, vai transformar os compostos carbonosos volatilizados em CO_2 , o qual será posteriormente determinado por um analisador de CO_2 [10]

Toda a informação ao longo da análise (temperatura, sinal do laser, concentração de CO_2) é enviada ao computador através de sinais eléctricos, por meio de uma placa de aquisição de dados. Um rotâmetro e um medidor de caudal mássico controlam os caudais de azoto (N_2) e Oxigénio (O_2), que está a ser introduzido no forno [10].

Os dados são processados por meio de um software desenvolvido em ambiente LABVIEW.

Em suma o método desenvolvido do Departamento de Ambiente e Ordenamento da Universidade de Aveiro por Pio *et al.* (1994) consiste num sistema termo-óptico similar ao desenvolvido por Huntzinger *et al.* (1982), a figura seguinte representa o esquema geral do analisador de carbono

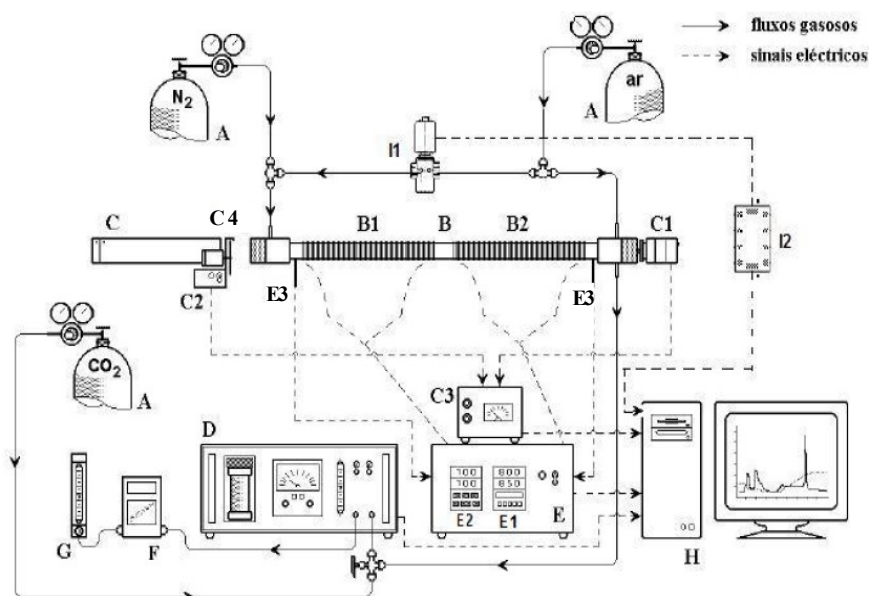


Figura 3.1.2: Esquema geral do sistema

Legenda:

- | | |
|--------------------------------------|--|
| A – Garrafas de gás | E1 – SR24 (programador PID forno1) |
| B – Forno de quartzo | E2 – FP21 (programador PID forno2) |
| B1 – Forno 1 | E3 – termopar tipo K |
| B2 – Forno 2 | F – Medidor de caudal mássico |
| C – Laser de HeNe | G – Rotâmetro |
| C1 – Detector fotoeléctrico | H – Computador com placa de aquisição de dados |
| C2 – Motor DC e Acoplador óptico | I1 – Válvula |
| C3 – Amplificador lock-in | I2 – Circuito impresso com relê que serve de interruptor para abrir a válvula, activado por sinal vindo de uma saída digital da placa de aquisição de dados. |
| C4 – Chopper mecânico | |
| D – Analisador de CO_2 | |
| E – Caixa com tiristores de potência | |

Basicamente o sistema pode ser dividido em quatro módulos diferentes: o módulo de controlo de temperatura, o módulo que mede a transmitância do filtro, o módulo que mede a quantidade de carbono particulado e o módulo que permite o accionamento da electroválvula.

3.1.1.Módulo de controlo de temperatura

Módulo responsável pelo o aquecimento dos fornos de quartzo, este é constituído pelos controladores PID, os tiristores de potência e por termopares tipo K.

O aquecimento do forno 1 é efectuado por uma resistência enrolada em torno do tubo e o seu controlo de potência é feito através do programador PID FP21 (E5), o tiristor de potência PAC15P0013081 e o termopar tipo k (E1).

O FP21 está programado de forma a ter dois perfis de aquecimento distintos: um plano para filtros sujos e outro para filtros brancos (filtros sem carbono particulado). O perfil de aquecimento para filtros sujos consiste em aquecer o forno 1 dos 30°C a 600°C, arrefecer até aos 350°C na primeira fase da análise, e depois aquecer dos 350°C até aos 850°C numa segunda fase da análise. Para o plano de aquecimento de filtros brancos o PID está programado de forma a que o forno 1 aqueça continuamente dos 30°C aos 800°C.

O forno 2 é mantido durante em toda análise (em qualquer um do perfil de aquecimento) a uma temperatura constante de 650°C, através do PID SR24, e tiristor de potência e do termopar tipo k (E2).

3.1.2.Módulo de medição da transmitância do filtro

O módulo que mede a transmitância do filtro é formado por um laser de HeNe, por um chopper mecânico, por um detector fotoeléctrico, por um amplificador Lockin[6], e por um taquímetro óptico. Como já foi dito anteriormente este módulo serve para distinguir a medição do carbono orgânico do negro.

O chopper mecânico, que gira a uma frequência de 1kHz, modula em amplitude o sinal de laser que incide no filtro. No extremo oposto o detector fotoeléctrico, que se encontra alinhado com laser e com o filtro converte o sinal de laser modulado num sinal eléctrico também de 1kHz.

O taquímetro óptico origina um sinal de referência de 1KHz que actua no amplificador Lockin juntamente com o sinal eléctrico de saída do detector fotoeléctrico. Segundo o construtor deste amplificador ao colocar-se estes sinais em fase, esta estrutura origina uma voltagem DC de saída proporcional á componente AC do sinal de saída do detector fotoeléctrico e rejeita o ruído adicional captado no detector, provocado por fontes de luz externas indesejáveis.

3.1.3.Módulo de medição do carbono particulado

O módulo que mede a quantidade de carbono é formado pelo medidor de carbono e este encontra-se ligado por uma tubo ao forno 2. O medidor de carbono origina uma tensão DC de saída proporcional ao carbono medido.

O sinal de tensão de saída do detector fotoelétrico e do medidor de carbono, juntamente com um sinal de tensão de saída medido pelo FP21 através do termopar, ligam a uma placa de aquisição de dados. A aquisição destes sinais é monitorizada através de um programa feito em *Labview*.

3.1.4.Módulo de controlo da electroválvula

O módulo que permite abrir a electroválvula é formado, pelo circuito impresso que possui um relê sendo este accionado por uma saída digital da placa de aquisição de dados. Esta saída digital, quando activada por ordem do programa feito em *Labview*, permite a passagem de dum fluxo de ar que é adicionado ao fluxo de N₂ já existente no forno 1 e inicia-se a segunda fase da análise.

3.2.Instrumentação usando labview

3.2.1.Software Labview

O programa *Labview* (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) foi desenvolvido pela *National Instruments* e utiliza uma linguagem de programação chamada G. Esta linguagem em vez de utilizar linhas de código, usa uma linguagem de programação gráfica, ou seja, o programa é feito na forma de um diagrama de blocos.

O *Labview* usa uma estrutura de programação orientada pelo fluxo de dados e hierárquica, isto é, o fluxo de dados é que controla a execução, e deste modo, torna simples a implementação de sistemas complexos que englobem aquisição e manipulação de dados, ou ainda, o controle de equipamentos através do computador. Além disso, o *Labview* possui várias livrarias de funções para aplicações específicas (aquisição de dados, análise estatística, processamento digital de sinais, geração de sinais, etc...).

Qualquer programa feito em *Labview* é chamado de instrumento virtual (VI – *virtual instruments*) já que sua aparência e operação assemelham-se às de instrumentos reais, pode se criar um VI para ser utilizado noutro VI, quando um VI é chamado noutro VI este é designado de SubVI. Um instrumento virtual (VI), assim como um

programa usual, é composto por um conjunto de instruções (que fazem a manipulação e fluxo dos dados), e por uma interface com o usuário, na qual se encontram as entradas e saídas necessárias. Basicamente pode-se identificar em um VI duas partes que o compõem: o painel frontal e o diagrama de fluxo de dados.

O painel frontal é a interface entre o utilizador e o programa, é onde o utilizador insere os dados de controlo do programa e visualiza os resultados. Pode-se construir o painel frontal com controladores, indicadores e gráficos que são os terminais de entrada e saída do VI. Na figura 3.2.1 é mostrado um exemplo de painel frontal:

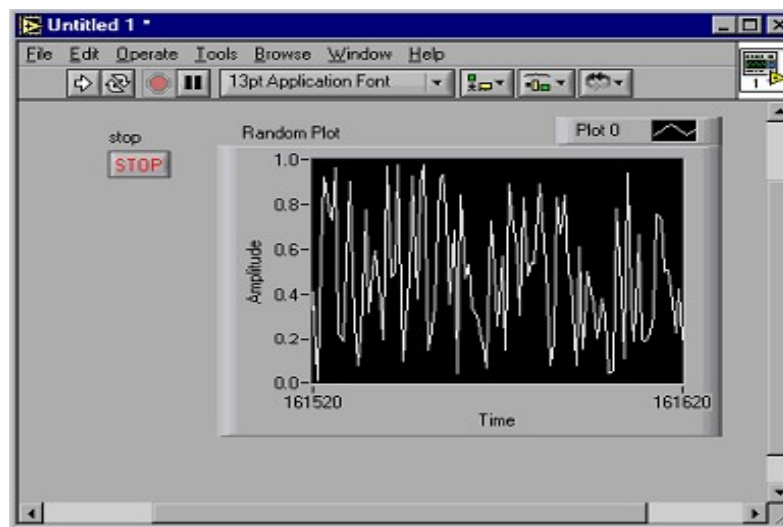


Figura 3.2.1: Exemplo de um painel frontal

O diagrama de fluxo de dados (também designado por diagrama de blocos) é a estrutura do programa propriamente dita, que contém o código fonte construído de forma gráfica. Os objectos usados no painel frontal (controladores, indicadores, etc...) aparecem neste diagrama como terminais. Pode-se ver na figura seguinte um exemplo dum diagrama de fluxos de dados correspondente ao painel frontal da figura 3.2.1

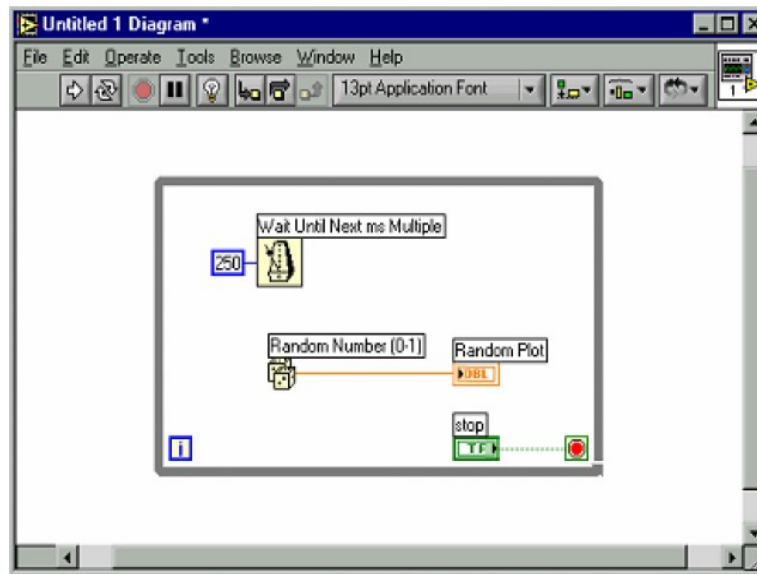


Figura 3.2.2: Exemplo de um diagrama de fluxo de sinal

3.2.2. Aquisição de dados

O programa *Labview* pode comunicar e adquirir dados de instrumentos, através de GPIB, VXI e RS232, PCI e mais recente via USB. O *Labview* já possui os *drivers* dos barramentos referidos para comunicar com muitos instrumentos existentes. Para tal, basta usar as livrarias de instrumentos virtuais existentes de forma a controlar o instrumento para o fim desejado.

Quando se junta o *Labview* com uma placa de aquisição de dados também da *National Instruments* consegue-se construir aplicações mais poderosas e robustas. Pois as placas de aquisição de dados para além terem entradas e saídas digitais possuem também entrada e saídas analógicas. O *Labview* também já possui muitos *drivers* para comunicar com estas entradas e saídas das placas de aquisição de dados. Uma das livrarias que possui estes drivers é DAQ Assistant Express VI (fig 3.2.3). Com esta ferramenta criamos facilmente um canal virtual onde podemos definir que tipo de leitura a que o canal se destina tensão, corrente, temperatura, etc...

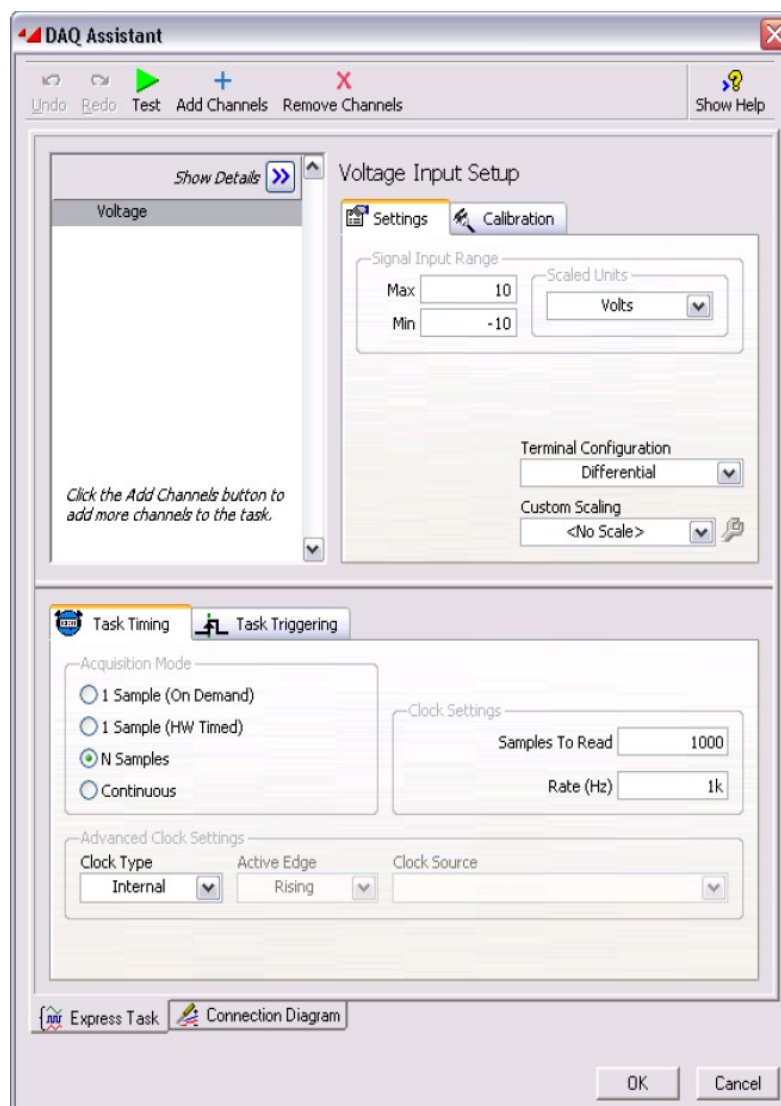


Figura 3.2.3: Exemplo de criação de um canal de leitura de tensão

3.2.2.1. Placa de aquisição

A placa de aquisição de dados utilizada foi NI-USB-6222, esta placa possui 16 entradas analógicas com uma ADC de 16bits, taxa de amostragem 250KS/s (é capaz de adquirir 250000 amostras por segundo), possui ainda 2 saídas analógicas com uma taxa de 740KS/s, 24 entradas/ saídas digitais, 2 contadores/timer.

3.3.Software

3.3.1.Descrição do VI do sistema

Como já explicado anteriormente um VI é constituído por um painel frontal e por um diagrama de fluxo de dados. O diagrama de fluxo de dados não será aqui apresentado uma vez que este é bastante grande, complexo e possui fluxos sobrepostos devido a certas estruturas que o *Labview* possui.

O VI desenvolvido permite observar em tempo real, no painel frontal, a evolução de uma análise através do gráfico. Permite ver a transmitância do filtro a branco, a temperatura dos fornos a verde e quantidade de carbono a vermelho. Para além, disso os valores que são imprimidos no gráfico são guardados num ficheiro.txt, de forma a posteriormente serem analisados em Excel pelos usuários do sistema, para tratamento estatístico.

O VI do sistema permite ainda ao usuário deste, definir o tempo de duração da análise (*Aquisition time*), o tempo de amostragem da análise (*Sampling time*), o caminho para guardar o ficheiro.txt (*Log File*) e o tempo em que válvula é aberta após o início da análise (*Valve time*), na figura 3.3.1 é apresentado o painel frontal do sistema

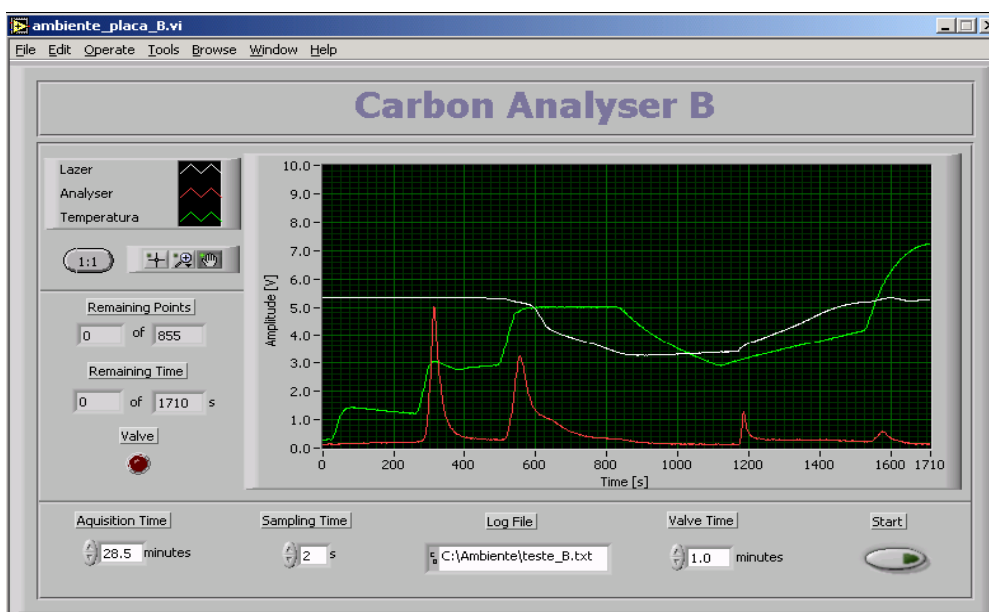


Figura 3.3.1: Painel frontal do sistema

4. Alterações no equipamento actual em uso

4.1.Introdução

Os aspectos tidos em consideração na automatização e melhoria da análise no sistema actual foram as seguintes:

1. Substituição do conjunto laser-chopper-detector-Amplificador Lockin, por um laser pulsado obtendo-se assim o mesmo princípio do chopper, a substituição do detector existente por detector com funcionalidades melhoradas sobretudo na zona de funcionamento linear deste visto que o actual sofria de problemas de saturação e a substituição do amplificador Lockin por um subVI capaz de realizar a mesma função deste, isto é, originar um valor DC proporcional a componente AC do sinal captado pelo detector e com capacidade de rejeitar fontes de ruído originadas por fontes de luz externas indesejáveis.
2. Automatização dos controladores PID do forno, por meio de computador, como já referido o processo de análise e o controlo do forno estão separados fisicamente, sendo que um dos objectivos da presente dissertação efectuar o controlo total do processo de análise e do programa de temperatura por computador tornado assim o processo mais automatizado e mais prático ao nível do utilizador.
3. Alteração da estrutura física do analisador, procedendo-se à alteração da disposição dos acessórios ópticos em relação ao forno, tentando-se colocar o sistema laser - detector de um modo perpendicular ao tubo de quartzo. Com esta nova disposição, pretende-se a diminuição da interferência de outras fontes luminosas (como a luz ambiente ou derivada do forno de aquecimento) no entanto levaria á alteração do modo de colocação da amostra no analisador conforme ponto 4.
4. Automatização do processo de colocação da amostra, que actualmente consiste na colocação do filtro de amostragem num tubo de vidro o qual é arrastada manualmente para dentro do forno com uma vareta de metal, sendo que se adaptou numa das entradas do tubo de quartzo um sistema de colocação da amostra de modo a não ser necessário utilizar o tubo de quartzo para colocação da amostra, este processo tem a vantagem de se poder utilizar outros tipos de filtros que não circulares e evita-se alguma perda de amostra associada ao manuseamento por parte do operador.

Salienta-se o facto que as alterações que foram abordadas no ponto 3 e 4, tal como o seu estudo de viabilidade tiveram a cargo do aluno do Departamento de Ambiente e Ordenamento (DAO) da Universidade de Aveiro pelo qual não será alvo de estudo na presente dissertação.

4.2.Laser-chopper-detector-Amplificador Lockin

NOTA devido a complexidade do diagrama de fluxo de sinal, só será aqui apresentado as partes consideradas mais importantes deste. O diagrama de fluxo de sinais completo poderá ser consultado em CD anexo.

4.2.1.Laser-chopper

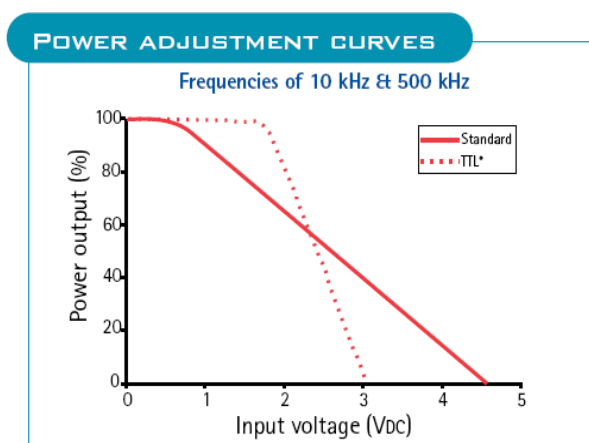


Figura 4.2.1: Curva de operação do laser

O conjunto laser chopper foi substituído por um laser de 635nm, 5mw com capacidade de ser pulsado por aplicação de um sinal digital. A figura 4.2.1 mostra a curva da potência de saída em função do sinal de entrada do laser.

O sinal digital utilizado para excitar o laser provém via Labview. Para este efeito foi desenvolvido um subVI(fig 4.2.2) que utilizando o timer da placa de dados gera uma onda quadrada, este subVI permite gerar ondas quadradas com um amplitude de 0 a 5V e com duty-clycle e frequência variável.

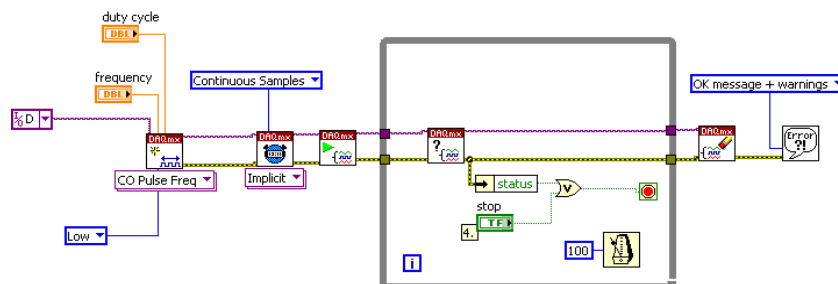


Figura 4.2.2: SubVI laser_pulse

4.2.2.Detector

Como detector foi utilizado um um fotodíodo de avalanche (APD), este tipo de fotodíodo tem a particularidade de utilizarem um mecanismo ganho interno quando aplicado uma tensão inversa, APD's conseguem assim medir intensidades de luz muito pequenas e podem ser utilizados em diversas aplicações que requerem elevada sensibilidade tal como comunicações ópticas, e para esta aplicação em questão.

Para esta aplicação específica foi utilizado o APD S5343. Na figura (4.2.3) pode ser visto que este possui o seu pico de foto sensibilidade na ordem do comprimento de onda do laser (635nm).

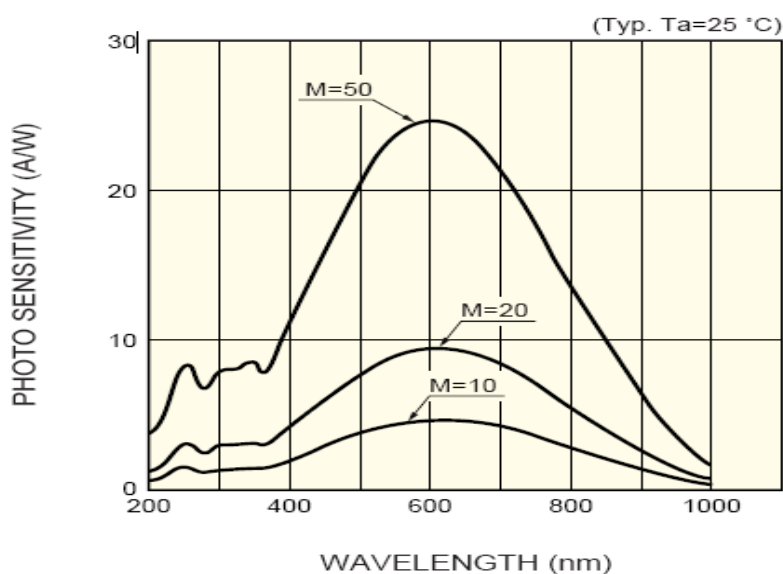


Figura 4.2.3: Resposta espectral

Na figura 4.2.4 apresenta-se o circuito electrónico realizado para leitura do sinal proveniente do detector. A resistência de $1,2\text{M}\Omega$ serve para limitar a corrente no circuito e a resistência de ganho foi escolhida de modo a otimizar ao máximo o sinal do fotodetector para esta aplicação em questão.

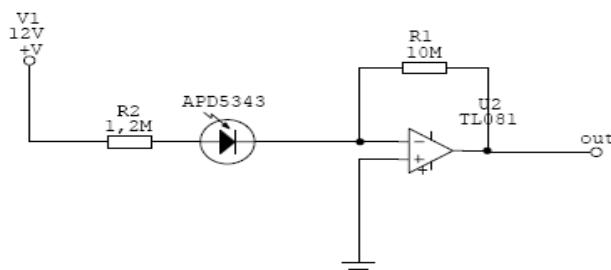


Figura 4.2.4: circuito de leitura do foto detector

4.2.3. Amplificador Lockin

Ao nível do diagrama de fluxo de sinais foi acrescentado um Sub Vi, capaz de realizar a função do amplificador de Lockin, este adquire o sinal modelado proveniente do circuito de leitura do detector, filtra-o e fornece um valor entre 0 e 10 referente a amplitude do sinal AC modelado, o SubVI desenvolvido foi baseado num já anteriormente projectado[8].

Neste ponto a únicas alterações que foram efectuadas foi ao nível do diagrama de fluxo de sinal onde foi acrescentado o SubVI, programou-se a aquisição do sinal modelado de 1KHz, a uma taxa de amostragem de 50KS/s (*sample rate*), com uma aquisição de 2500 amostras (*number of samples*) de cada vez. Esta taxa de amostragem é suficiente elevada de forma a evitar problemas de *aliasing*. Com estes dois parâmetros adquirem-se 25 ciclos do sinal modelado de cada vez ($50K / 2500 = 25$).

O filtro utilizado foi um filtro FIR passa banda, da biblioteca do Labview. De forma a conseguir-se uma banda de passagem em redor de 1Khz o mais reduzida possível sem provocar atenuação do sinal modelado adquirido, o filtro FIR passa banda foi programado com as seguintes características:

- Ordem 800;
- *Lowest stopband frequency* de 700Hz;
- *Lowest passband frequency* de 800Hz;
- *Highest passband frequency* de 1300Hz;
- *Highest stopband frequency* de 1200Hz;

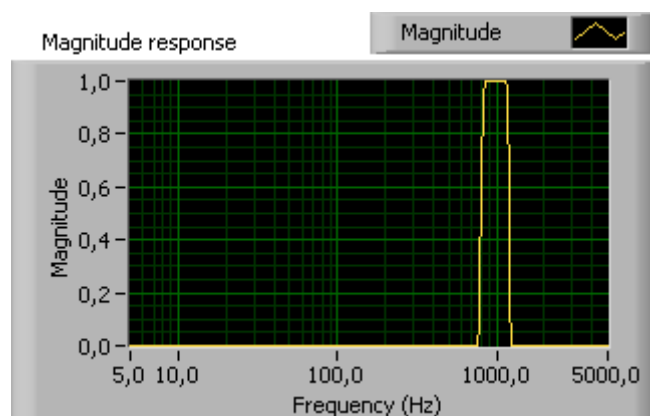


Figura 4.2.5: Resposta espectral do filtro

Depois de filtrado o sinal é medido a amplitude deste que posteriormente é amplificado para termos um sinal compreendido entre 0 e 10.

4.3. Controlador de temperatura

Afim de tornar o controlo do processo descrito em capítulos anteriores mais automatizado os controladores de temperatura foram ambos substituídos por algoritmos executados em Labview.

Utilizamos para o efeito um controlador PID existente nas bibliotecas do Labview. A figura 4.3.1 apresenta a implementação do controlador.

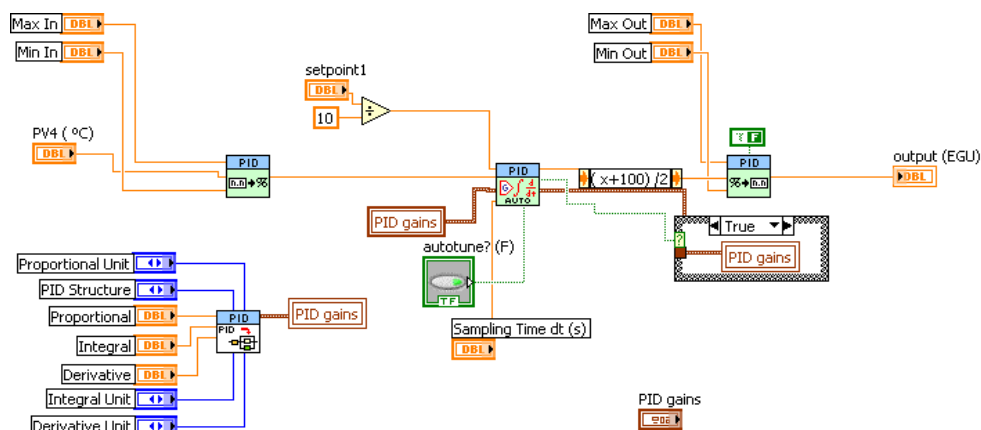


Figura 4.3.1: SubVI PID controler

O SubVi desenvolvido tem como parâmetros de entrada a temperatura desejada (0-800°C), a temperatura actual lida pelo termopar (0-800°C) e devolve à saída uma a tensão proporcional as suas entradas que varia de 0,4V a 2V, valores que permitem accionar o controlador de potência(PAC15P0013081), o PID utilizado ainda tem a funcionalidade de autotuning [3].

Para acondicionamento dos sinais dos termopares foram desenvolvido o SubVI tensao2temperatura e o SubVI temperatura2tensao, que implementam os polinómios (2.14) e (2.15) respectivamente, que foram descritos na secção 2.5.3.

4.3.1. Forno 1

O painel frontal referente ao forno 1 (fig 4.3.2) é constituído por botão ON/OFF, um painel indicador da temperatura a que este se encontra (PV1(°C)), um botão de autotune, para sempre que o utilizador assim o entender proceder ao ajuste dos parâmetros do PID, é ainda construído por um indicador do programa de temperatura que esta a ser sujeito a amostra, os valores da temperatura desejada (SP1(°C)) são também amostrados em cada instante no painel frontal.



Figura 4.3.2: painel frontal forno 1

O utilizador pode seleccionar até seis programas de temperatura diferentes, todos os programas podem ser alterados e reprogramados, programas construídos podem ser do tipo degrau ou rampa, o programa de temperatura que vai ser executado pelo forno durante o processo de análise será o que for previamente escolhido pelo o utilizador na tabela de programas (fig 4.3.3.)

prog 4	prog 5	prog 6
prog 1	prog 2	prog 3

Amostra	
time (s)	setpoint
0,000	90,00
120,000	90,00
240,000	150,00
240,000	350,00
480,000	350,00
480,000	600,00

Tab Control

Figura 4.3.3: tabela de programas

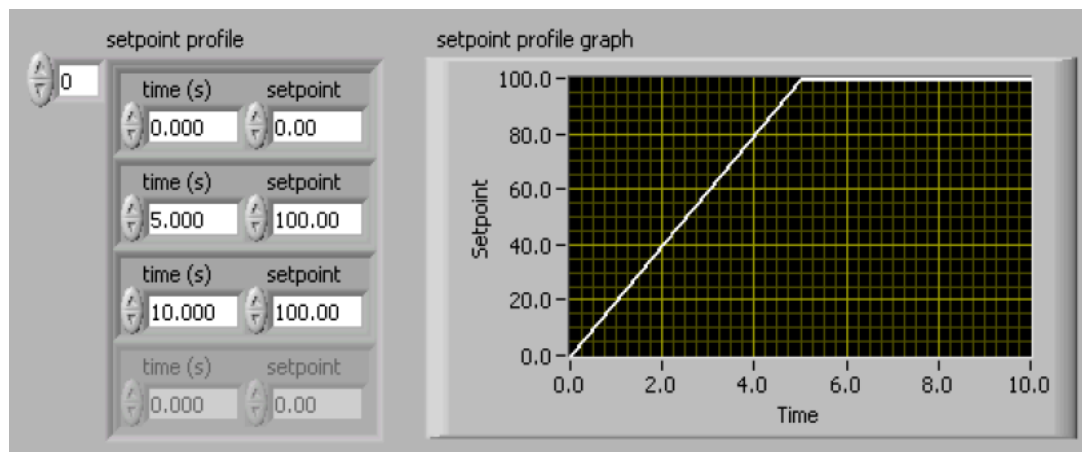


Figura 4.3.4: Exemplo de programação de rampa e degrau

4.3.1.1. Determinação das constantes do PID do forno 1

Com o objectivo de determinar as constantes para o controlador PID e uma vez desconhecido o modelo matemático que caracteriza o forno foi utilizado o 1º método de Ziegler Nichols, para o efeito foram determinadas as curvas S para o sistema em malha aberta. Uma vez que o forno 1 vai estar sujeito as variações de temperatura que vai dos 30°C a 800 foram obtidas varias curvas para diferentes para vários valores de temperatura. Na tabela que se segue são registados os valores que se obtiveram referentes a 1º método de Ziegler Nichols.

Através dos valores obtidos das curvas S ajustou-se o modelo de primeira ordem com tempo morto que é do tipo da equação 4.1. para vários valores de temperaturas.

$$G(s) = \frac{K_p}{T_a s + 1} * e^{-T_I * s} \quad (4.1)$$

Na posse do modelo matemático foi simulado em Matlab a resposta do forno ao degrau efectuando assim os ajustes necessários nos parâmetros determinados pelo método de Ziegler Nichols.

Temperatura	Kp	Ti	Td
150°C	19,7	1,1	0.09
350°C	16,00	0,32	0
500°C	17,00	0,35	0
600°C	14,00	0,25	0
1000°C	15	0,2	0

Tabela 4.1: parâmetros do PID em função da temperatura de operação

4.3.2.Forno 2

O painel frontal (fig4.3.4) referente ao forno 2 é de todo semelhante ao forno1 só com a excepção deste ter só a funcionalidade de ser inserida uma temperatura(SP(°C)), sendo esta temperatura constante ao longo de todo o processo .

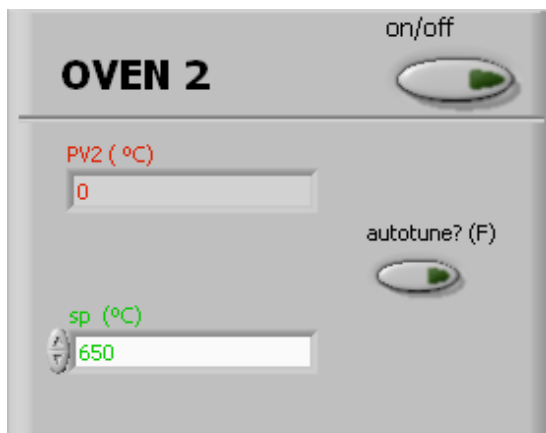


Figura 4.3.5: Painel Frontal forno 2

4.3.2.1.Determinação das constantes do PID do forno 2

No segundo forno foi aplicado o mesmo método aplicado acima, neste caso devido ao facto deste operar a uma temperatura constante foi determinada apenas uma curva **S** para um valor de temperatura mais adequado a temperatura a que este tem de operar. As seguintes constantes foram utilizadas.

temperatura	kp	Ti	Td
650°C	14,5	0,5	0

Tabela 4.2: parâmetros do PID do segundo forno

4.3.3.Esquemas e hardware

Devido ao facto da DAC da placa de dados não ter corrente suficiente para accionar os controladores de potência (4 a 20mA) fui implementado um circuito adicional para ataque a estes, para este efeito fui amplificador ligado como buffer de tensão, este tem capacidade de “driver” suficiente para gerar a corrente necessária. À saída da DAC temos uma tensão que varia de 0,4 a 2V gerada pelo controlador PID, esta será aplicada aos controladores que possuem uma resistência de entrada de 100Ω gerando assim a corrente necessária para o controlo destes.

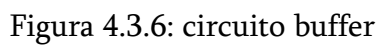


Figura 4.3.7: compensação da junção fria

$$T(^{\circ}\text{C}) = \frac{V_{lido} - 2.731}{10\text{mV}} \quad (4.1)$$

4.4.Painel frontal

Algumas alterações foram efectuadas no painel frontal, além dos painéis referentes aos fornos, foi acrescentado uma escala de temperatura ao gráfico que regista as temperaturas do forno 1 em cada instante, no gráfico anterior era registado um valor de tensão proporcional ao valor de temperatura o que não permitia ao utilizador ter uma noção exacta da equivalente temperatura. Foi ainda acrescentado um bloco onde o utilizador pode consultar o valor da amplitude do sinal do laser. O início do processo de análise dá-se quando o utilizador preciona o botão de start, existente no painel frontal, dando início ao setpoint previamente seleccionado para o forno 1.

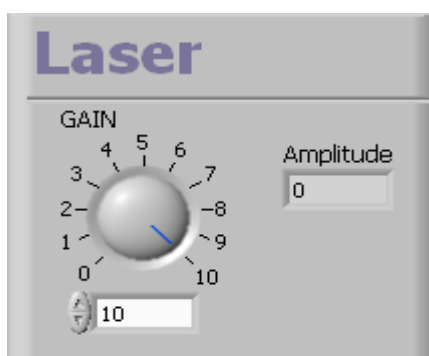


Figura 4.4.1: Indicador da amplitude do laser

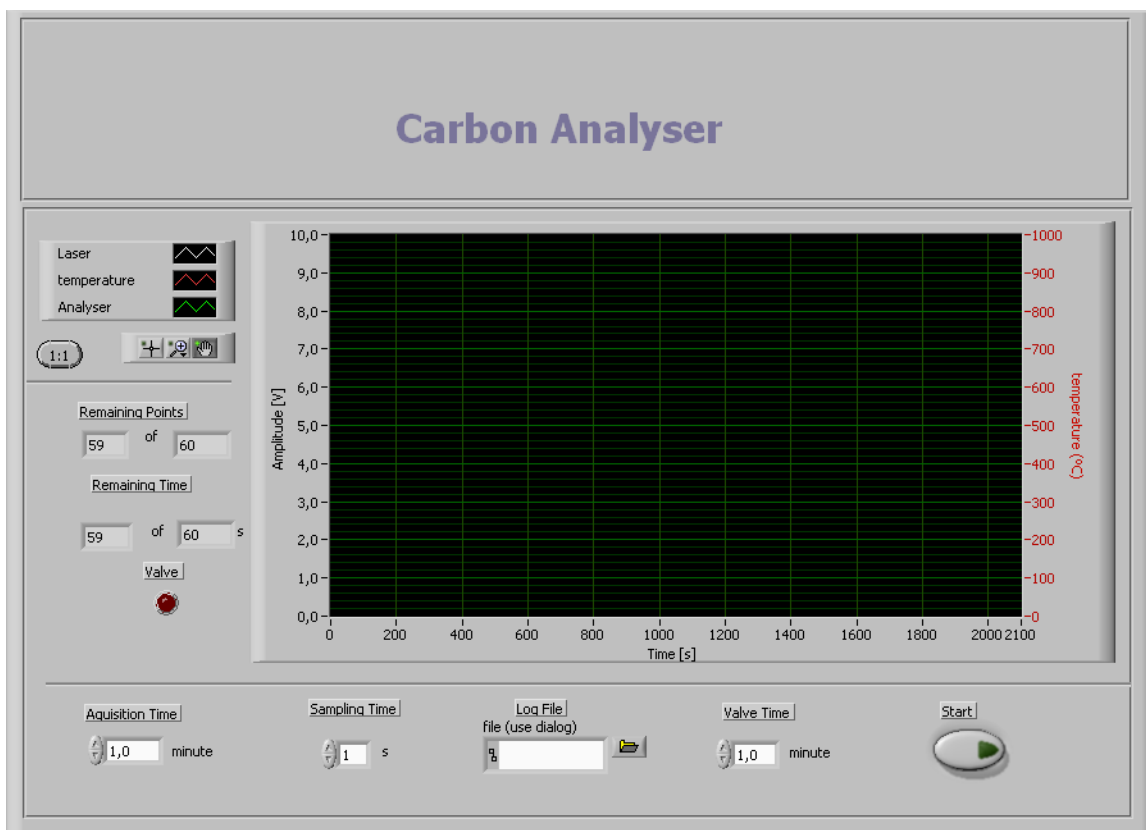


Figura 4.4.2: Novo Painel Frontal

5. Análise e apresentação de resultados

No presente capítulo serão apresentados os resultados obtidos depois de terem efectuadas as alterações descritas no capítulo anterior e faz uma comparação deste novo sistema como o sistema já existente.

5.1. Aquisição e filtragem

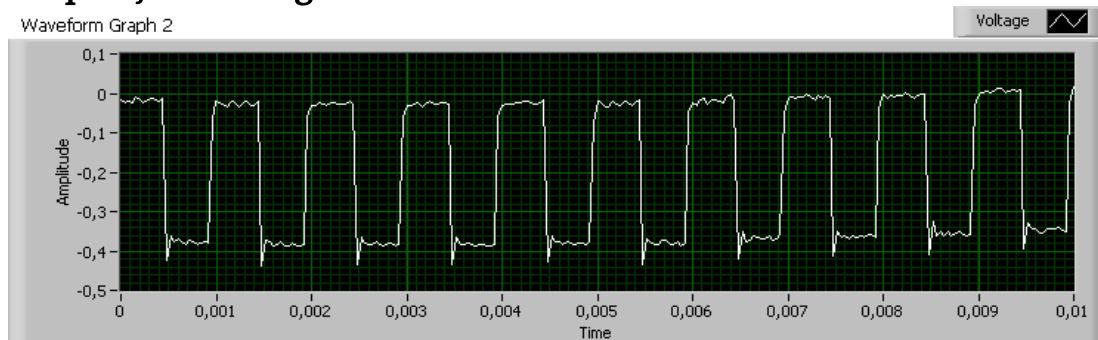


Figura 5.1.1: sinal do laser

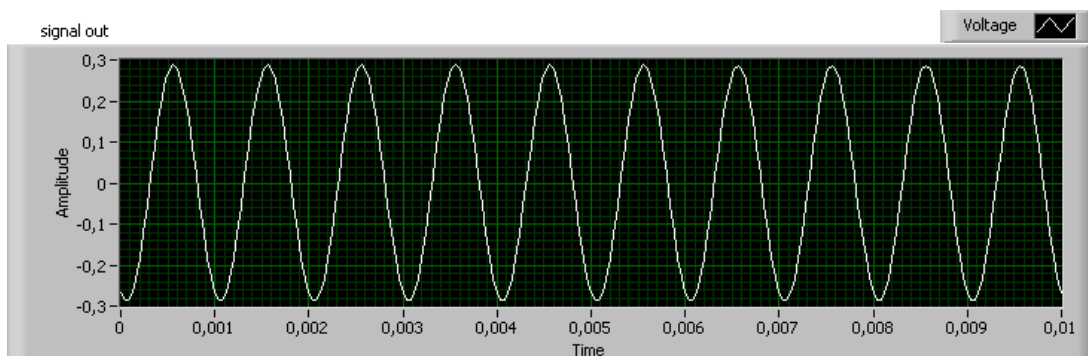


Figura 5.1.2: sinal do laser filtrado

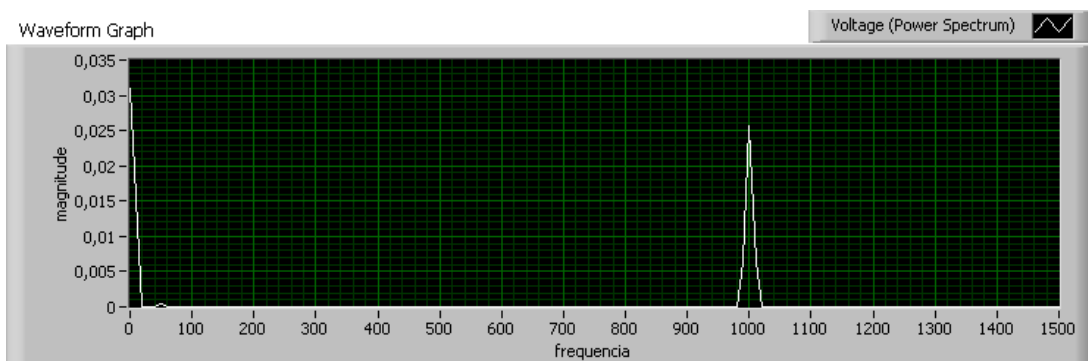


Figura 5.1.3: FFT do sinal do laser

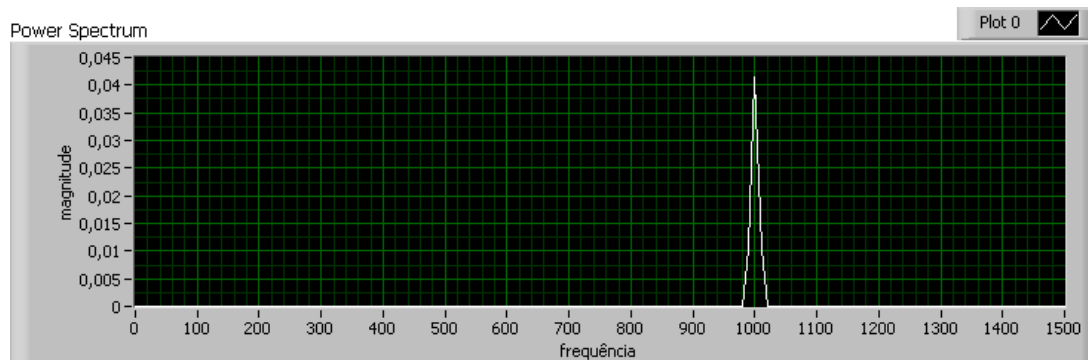


Figura 5.1.4: FFT do sinal do laser filtrado

Da análise das formas de onda captada pelo detector (fig 5.1.1) temos um sinal com uma frequência de 1Khz tal como esperado e observando as densidades espectrais do sinal não filtrado e filtrado, figura 5.1.3 e figura 5.1.4 respectivamente, à uma forte componente na faixa dos 50 Hz mas esta não aparece no sinal depois de filtrado. Afim de se verificar a correcta filtragem de fontes externas ao sinal do laser procedeu-se ao aquecimento do forno1 (contêm amostra) e com o laser desligado procedeu-se aquisição do sinal captado pelo detector, o resultado pode ser verificado na figura seguinte.

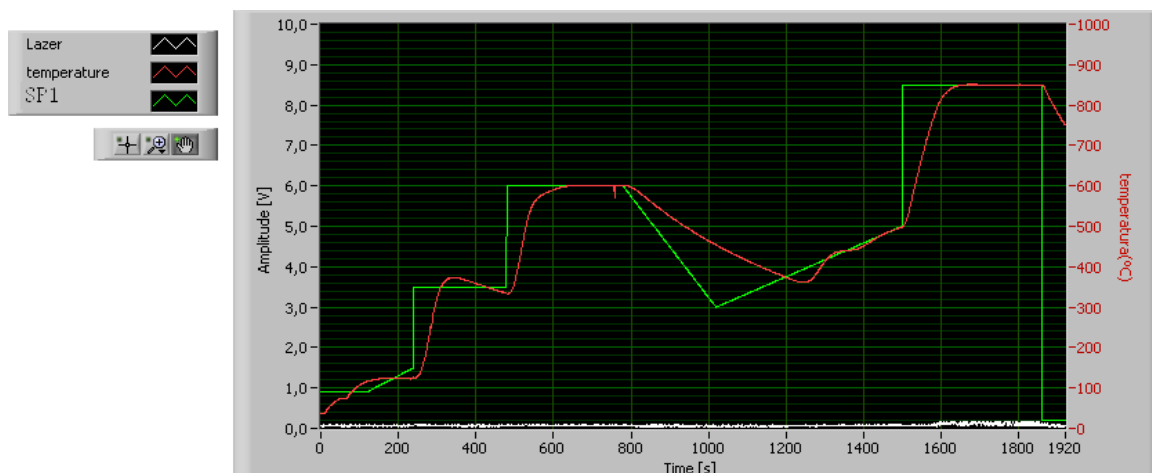


Figura 5.1.5: Ruído captado pelo detector

Pela análise da figura (5.1.5) verificamos que temos valores de ruído reduzidos contudo existe um aumento da amplitude do sinal captado aquando o forno atinge temperaturas da ordem dos 850°C, situação no qual o rubor provocado pelo a resistências de aquecimento é bastante significativa. Nesta fase foi efectuada o mesmo teste com um filtro do tipo IIR e foi verificado que este reduz a amplitude resultante na parte final do programa, contudo este é mais sensível as pequenas variações do sinal proveniente do detector verificando que este provocava pequenos flutuações no sinal filtrado tendo se optado pela utilização do filtro FIR.

5.2. Curvas de temperatura

5.2.1. Forno 1

Na presente secção serão apresentadas a reposta do forno para vários setpoints (SP), os setpoints escolhidos tem como base os patamares mais críticos do programa de temperatura no qual o forno 1 vai estar sujeito, como verificará mais adiante nesta secção.

SP = 150°C

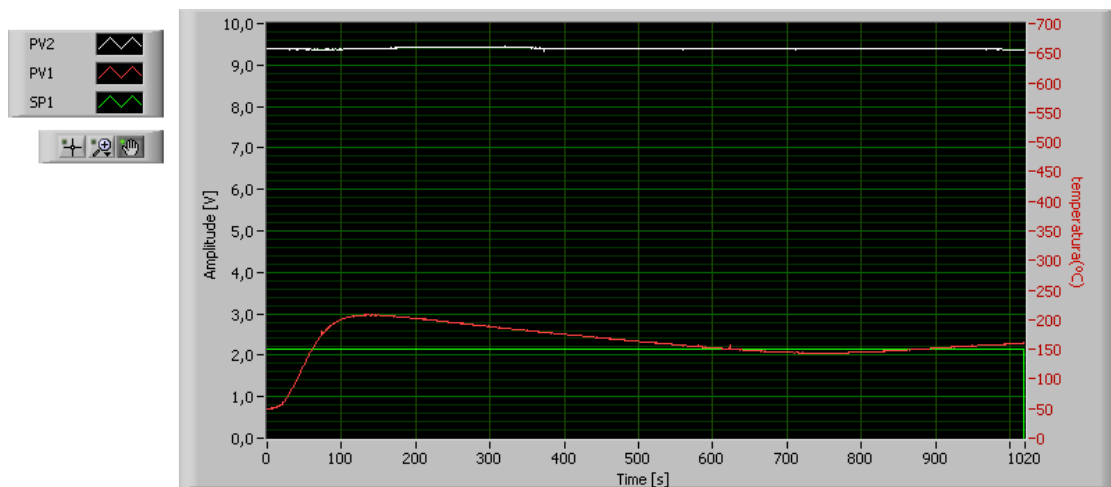


Figura 5.2.1: evolução da temperatura (sp=150°C)

PV1-temperatura do forno 1

SP1-setpoint

SP= 350°C

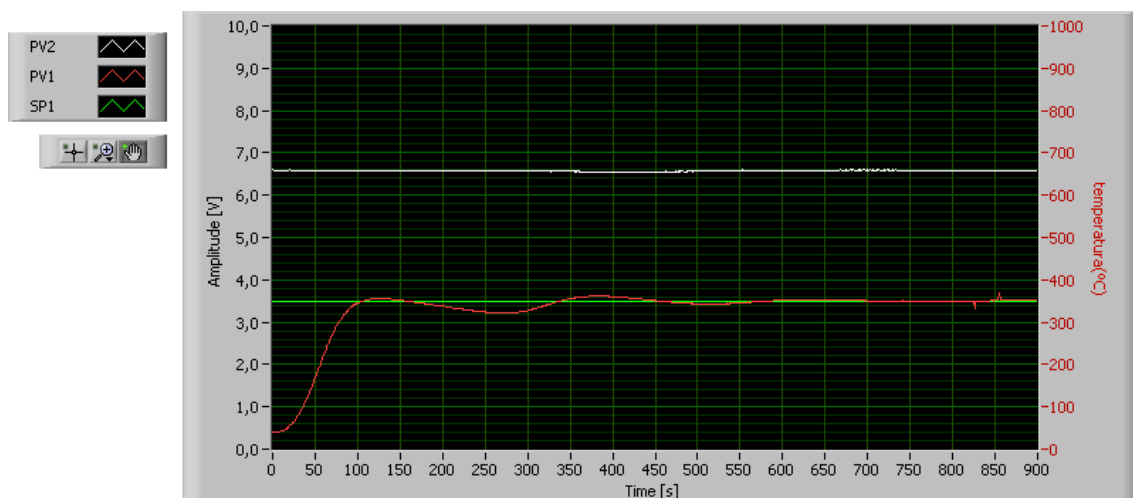


Figura 5.2.2: evolução da temperatura (sp=350°C)

PV1-temperatura do forno 1

SP1-setpoint

SP= 600°C

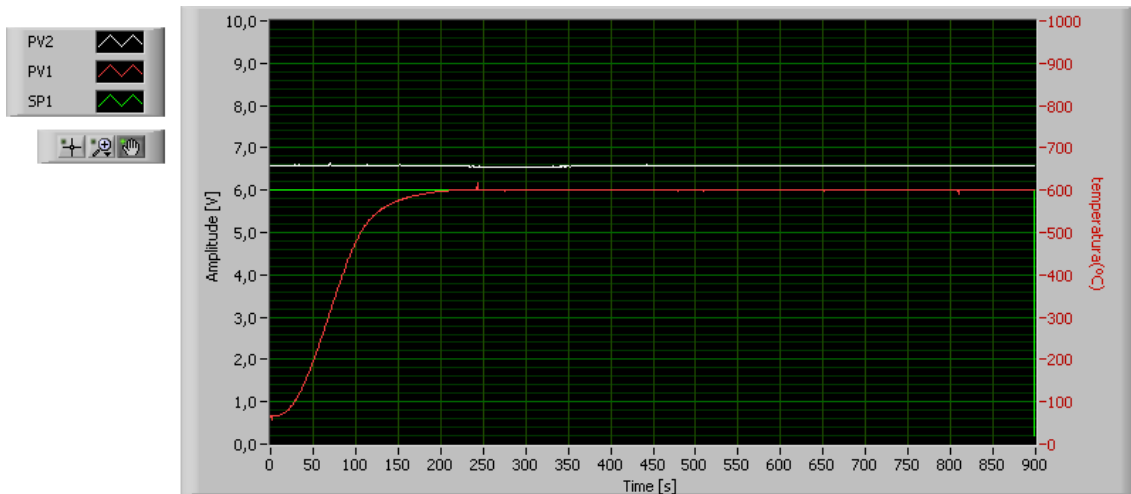


Figura 5.2.3: evolução da temperatura(sp = 600°C)

PV1-temperatura do forno 1

SP1-setpoint

Pela análise das figuras acima podemos concluir que é difícil controlar o forno para temperaturas mais baixas ($sp1=150$ a 350°C), obtendo um elevado overshoot e tempos de estabelecimento muito elevado, o mesmo já não se verifica para valores mais elevados de temperatura ($sp1>350^{\circ}\text{C}$) onde temos uma resposta considerada ideal sem overshoot e um erro em regime estacionário nulo.

5.2.2.Forno 2

SP= 650°C

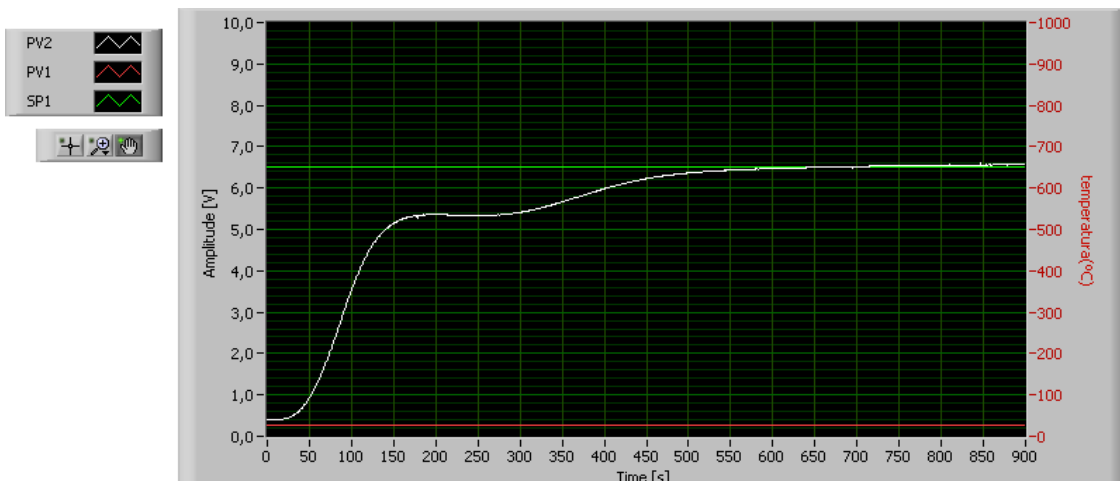


Figura 5.2.4: evolução temperatura (sp= 650°C)

SP1 -setpoint do forno 2

PV2-temperatura no forno 2

Pela análise da figura concluímos que efectivamente obtemos um erro em regime estacionário nulo contudo o tempo de resposta é bastante lento, o qual não é impeditivo visto que a função deste forno é simplesmente operar a uma temperatura constante ao longo do processo de análise.

5.2.3. Programas de temperaturas

Nesta secção serão apresentados os gráficos da evolução da temperatura em ambos os fornos para os programas mas usados no processo de análise das amostras

5.2.3.1. Programa amostra

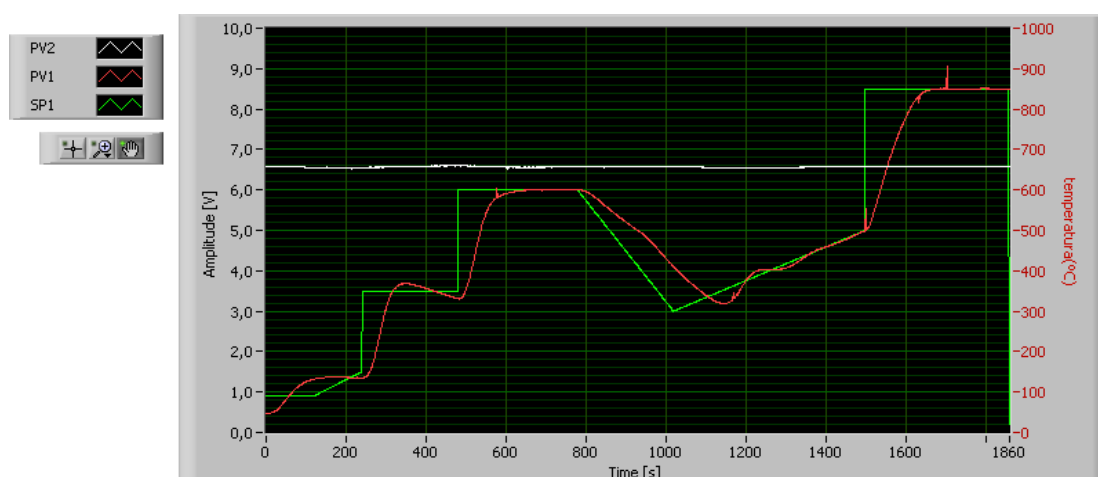
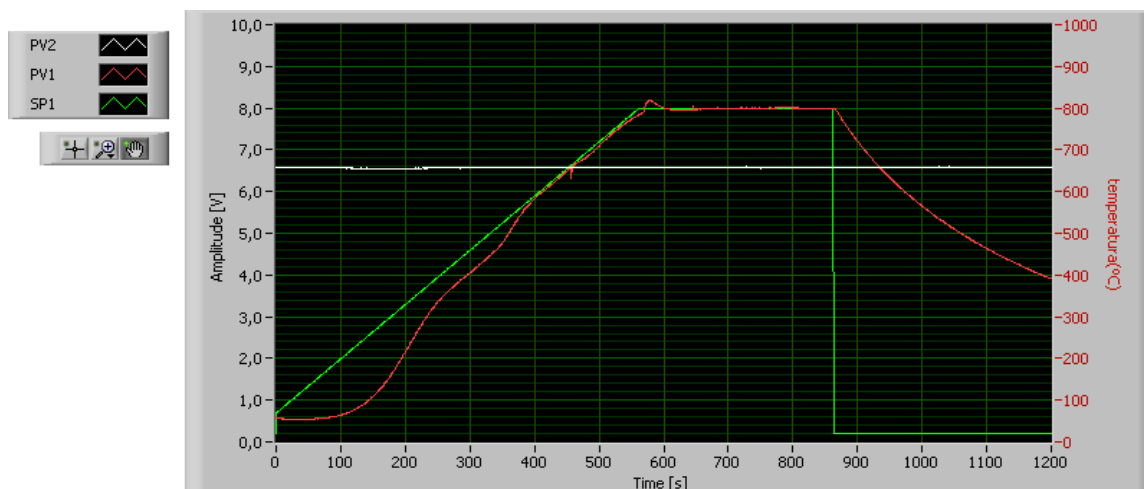


Figura 5.2.5: programa de temperatura completo de análise da amostra via controle PID Labview

A curva a verde representa a temperatura desejada (SP1) do forno 1 e a vermelho (PV1) a evolução da temperatura neste, convém realçar o problema do controlo para temperaturas baixas como se pode verificar no gráfico acima não se consegue um controlo de temperatura perfeito para temperaturas inferiores aos 350°C. A curva a branco (PV2) representa a temperatura do forno 2 que tem de se manter ao longo do processo a 650°C

5.2.3.2. Programa padrão



Um programa muito utilizado é o programa padrão que consiste em gerar uma rampa até aos 800°C onde permanecerá a esta temperatura durante um determinado período.

5.3. Análise de várias amostras

5.3.1. Filtro branco

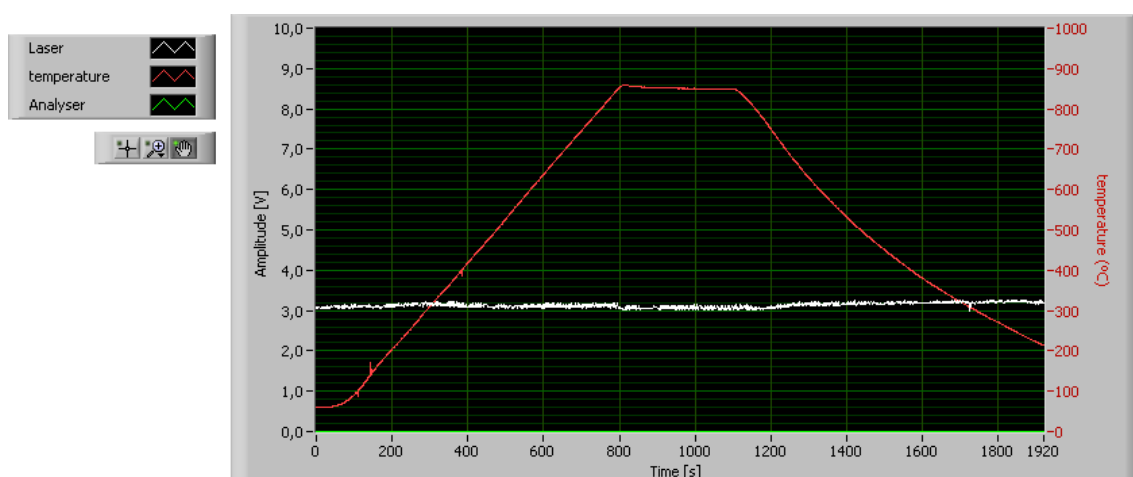


Figura 5.3.1: análise de um filtro branco

A figura acima apresenta o processo de análise de uma amostra de um filtro branco (amostra que não contém qualquer partícula de carbono). A amostra é sujeita a um aumento de temperatura, neste caso um processo de aquecimento em rampa, e como era de esperar a amplitude do laser não variou ao longo do processo de

temperatura, característica deste tipo de amostra visto que não ocorre o enegrecimento deste, consequência da pirólise dos compostos carbonosos.

5.3.2. Filtro sujo

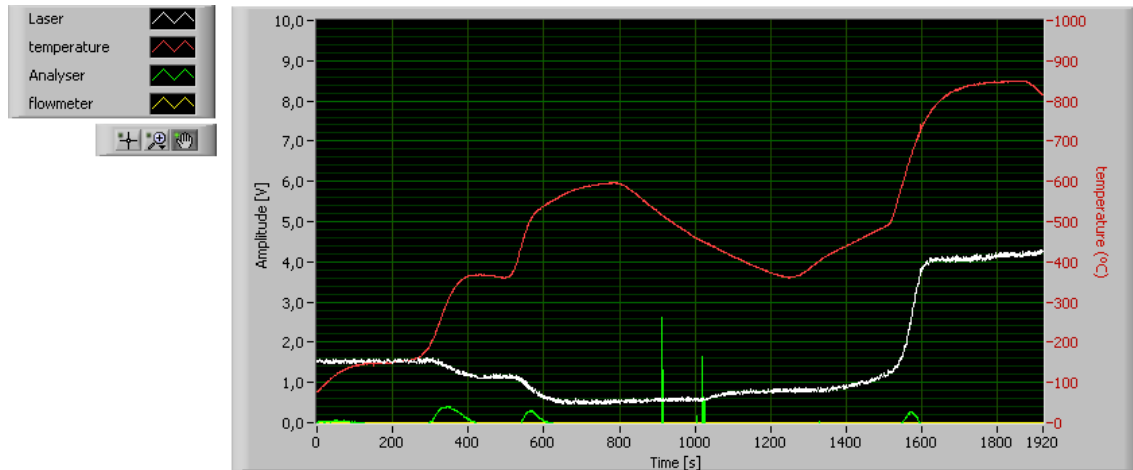


Figura 5.3.2: análise de um filtro sujo

Na figura acima está representado o processo de análise de uma amostra de um filtro sujo contendo partículas de carbono, esta é sujeita a um processo de temperatura que varia ao longo do processo de análise libertando assim as partículas de carbono existente na amostra, o material libertado é determinado através de um analisador de CO₂, linha a verde, que se encontra ligado na extremidade do forno. Como já referido o processo de aquecimento vai originar a libertação do carbono bem como a pirólise de alguma parte deste provocando assim o enegrecimento da amostra e consequente redução da amplitude do sinal do laser que atravessa a amostra. A monitorização desta amplitude vai permitir saber qual o instante em que estamos na presença de carbono orgânico ou negro, no instante em que a amplitude do laser igualar o seu valor inicial passamos a estar na presença de carbono negro, uma vez que o carbono orgânico é o que se liberta primeiro, a amplitude deste vai continuar a reagir até atingir o valor equiparado a um filtro branco.

6. Conclusões

Quanto aos objectivos inicialmente proposto podemos concluir que ambos foram cumpridos.

No que diz respeito a substituição do conjunto laser, chopper e amplificador Lockin por um laser pulsado e respectivo algoritmo de filtragem podemos concluir que este efectua bem a filtragem contudo verificou-se que a potência do laser é muito reduzida, facto importante quando se pretende analisar filtros com bastante teor de poluição, uma vez que a luz do laser não atravessa essa amostra.

Quanto a substituição dos controladores PID actualmente em uso pelo o algoritmo executado em Labview utilizando para o efeito o PID fornecido nas bibliotecas deste programa pode-se concluir que o mesmo efectua correctamente o controlo de ambos os fornos apesar de haver uma dificuldade de reduzir o tempo de estabelecimento e o problema da sobrelevação quando estamos na presença de valores de temperatura na gama dos (150°C aos 350°C), isto relativo ao forno1. No caso do forno2 onde este apenas tem de trabalhar a uma temperatura constante o controlo deste é bem efectuado uma vez que se consegue um erro em regime estacionário nulo.

Um aspecto a ter em consideração é o facto de se verificar uma ligeira variação da amplitude do laser ao longo da análise sobretudo para valores de temperatura elevados, vários testes foram efectuados para determinar as causas de tal comportamento mas a causa ainda continua por determinar, realça-se o facto que este comportamento não é impeditivo para a realização das análises uma vez que o instante em que ele ocorre a amostra só possui carbono negro.

7. Trabalhos futuros

Com vista a otimizar ainda mais este equipamento para especificação de carbono e no que diz respeito ao processo de controlo de temperatura, seria útil implementar o controlador com lógica difusa em vez do típico controlo via PID visto o processo de aquecimento do forno não ser linear em toda a sua gama de funcionamento, sendo assim o controlador iria adaptar-se as diferentes zonas de funcionamento obtendo-se assim um melhor controlo da temperatura.

Um dos aspectos a ter em consideração seria a substituição dos controladores de potência com um controlo mais fino em vez da solução dos tiristores uma vez que o controle destes não seja muito “suave”.

Um dos aspectos a considerar seria implementar também um sistema de arrefecimento, tal ajudaria no problema dos elevados “overshoots” para temperaturas mais baixas pois iria acelerar o processo de arrefecimento do forno.

Referências

- [1] National Instrumnets :Labview fundamentals ,August, 2007.
- [2] National Instrumnets :Getting_Sarted,August, 2007.
- [3] National Instruments:PID control Toolkit User Manual,August, 2007.
- [4] National Instruments:Measurrements Manuual,April, 2003.
- [5] National Instruments: M Series User Manual,December, 2007
- [6] J.P.L: Amplificador De LOCK-IN, Universidade de Aveiro, Dezembro, 1990.
- [7] João Vaz, Jorge Castanheira: Avaliação e Optimização de um Método Termo-óptico de Análise de Carbono Particulado Atmosférico, Departamento de Ambiente e Ordenamento da Universidade de Aveiro, Julho, 2005.
- [8] Filipe Raimundo: Metodologia Analítica para Medir e Especiar o Carbono,Departamento de Electrónica e telecomunicações, Julho, 2007.
- [9] Daniel Sborgi Ribeiro e Tiago Giriboni da Rosa:Monitoramento de sinais na indústria: proposta de uma solução abrangendo hardware e software, II Encontro de Engenharia e Tecnologia dos Campos Gerais
- [10] Pio, C.A.; Castro, L.M.; Ramos M.O. [1994]: *Differentiated of Organic and Elemental Carbon in Atmospheric Aerosol Particles by a Thermal-Optical Method*, G. Angletti and Restlli, Proc. Sixth European Symp. on Physico-Chemical Behaviour of Athmosphéric Pollutants, European Comission Report EUR 15609/2 EN, pp 706-710.
- [11] António Pereira de Melo: Apontamentos de Sistemas de controlo.
- [12] João Paulo Coelho,controlo digital:material de apoio as aulas,Instituto Politécnico de Bragança.
- [13] Pedro Fonseca, Sistema de instrumentação Electrónica, Edição 2006/2007.
- [14] Alexandre Mota, controladores elementares,Fevereiro ,2003
- [15] Alexandre Mota, Teoria de Sistemas, DETUA, 1998.

[16] Hamamatsu: Characteristics and use of Si APD(Avannche Photodiode).

[17]Benedict, B. C.(1984) Fundamentals of temperature, Pressure and Flow Measurments.

[19] Avaliação da Determinação de Carbono Orgânico e Carbono Negro por um Método Termo Óptico, Joana Afonso.

[18] *International Temperature Scale of 1990*.(ITS-90)

[19] [http:// zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/5053](http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/5053)

[20][http:// www.ni.com/](http://www.ni.com/)

[21] <http://srdata.nist.gov/its90/main/>

Anexos

Anexo A Esquemas eléctricos e aparelhagem eléctrica

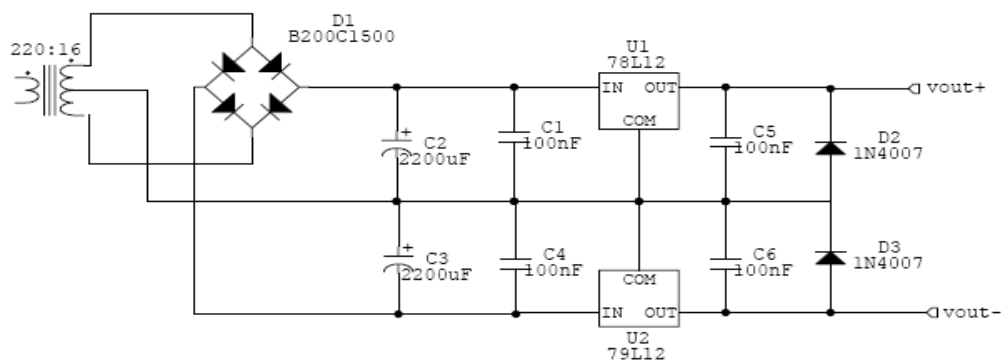


figura A.1:fonte de alimentação dos opamp's



figura A.2: caixa para acondicionamento de sinais



Figura A.3:Tiristores de potência PAC15P0013081

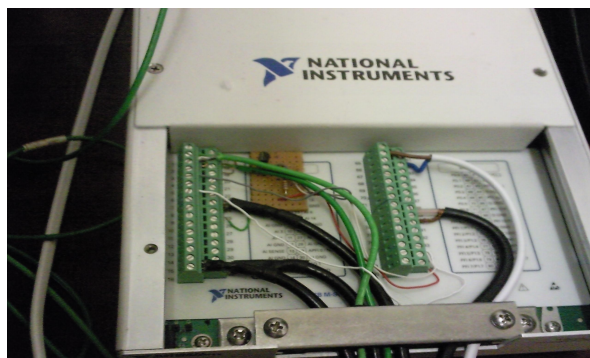


figura A4:placa de aquisição de dados com circuito de compensação da junção fria

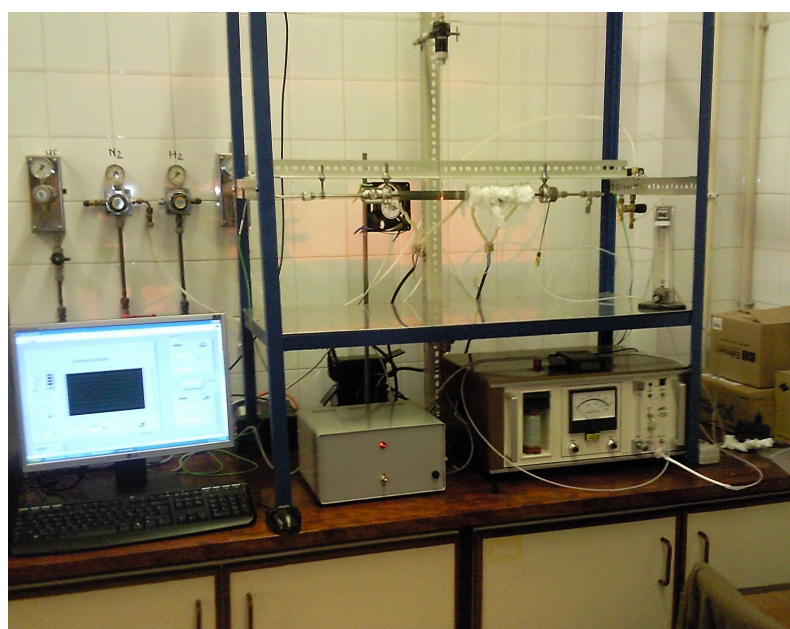


Figura A5:Esquema do analisador

Anexo B Curvas S

Forno 1

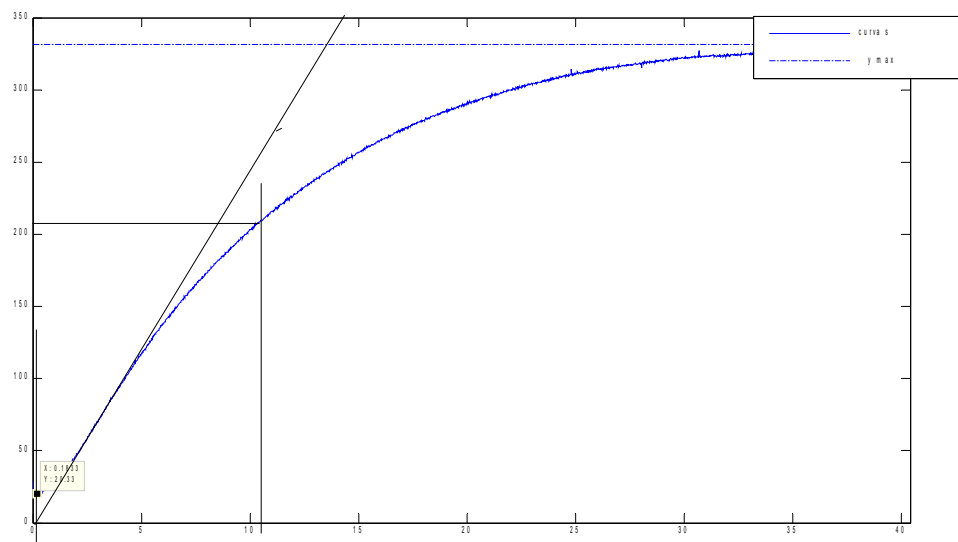


figura B1: curva S fornecendo ao tiristor de potência uma corrente de 10 mA

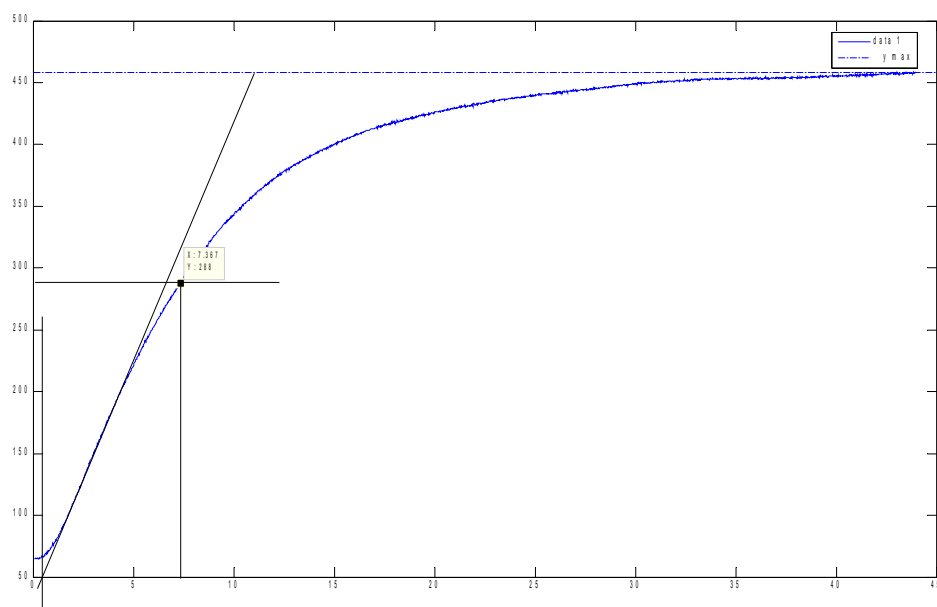


figura B2: curva S fornecendo ao tiristor de potência uma corrente de 14 mA

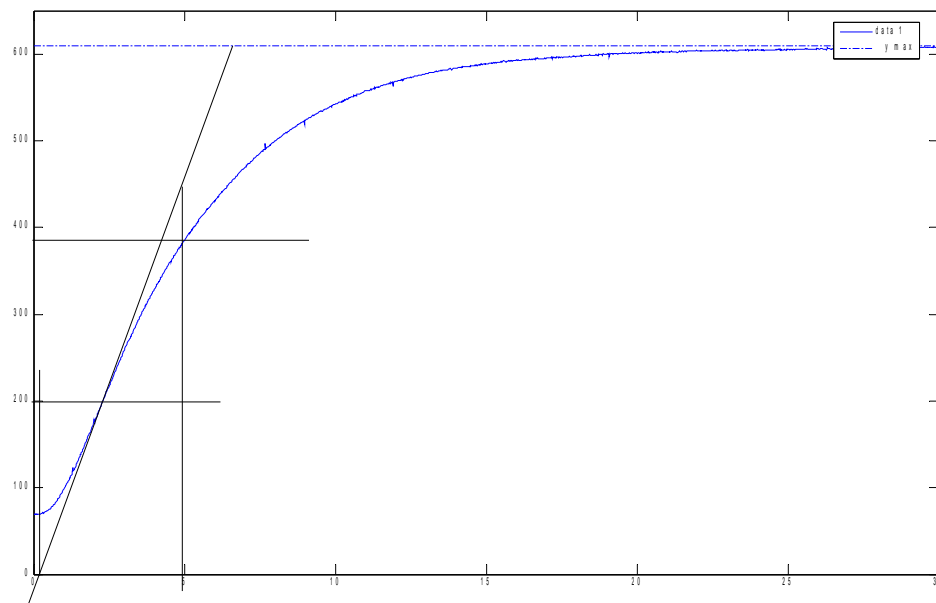


figura B3: curva S fornecendo ao tiristor de potência uma corrente de 17 mA

forno 2

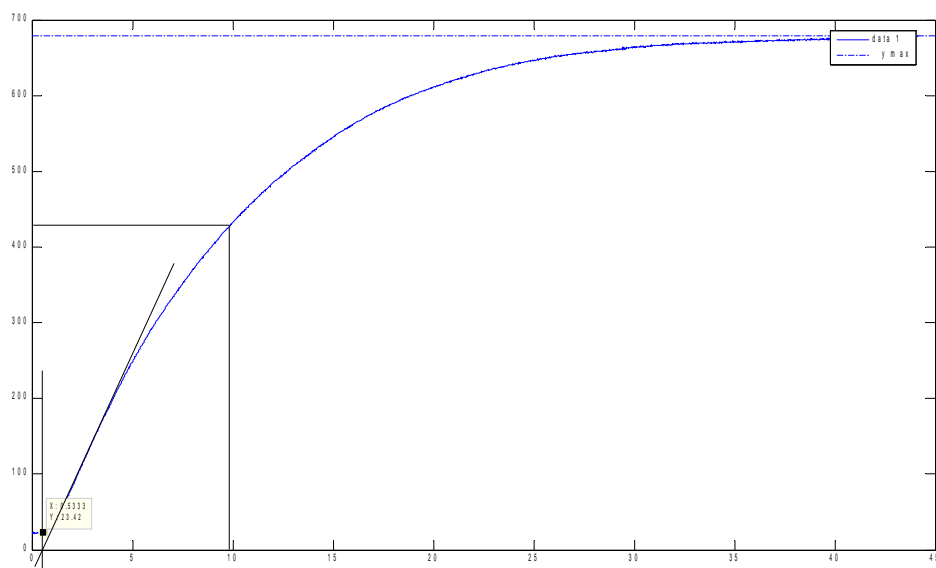


figura B4: curva S fornecendo ao tiristor de potência uma corrente de 12 mA

Anexo C cd com código em Labview

